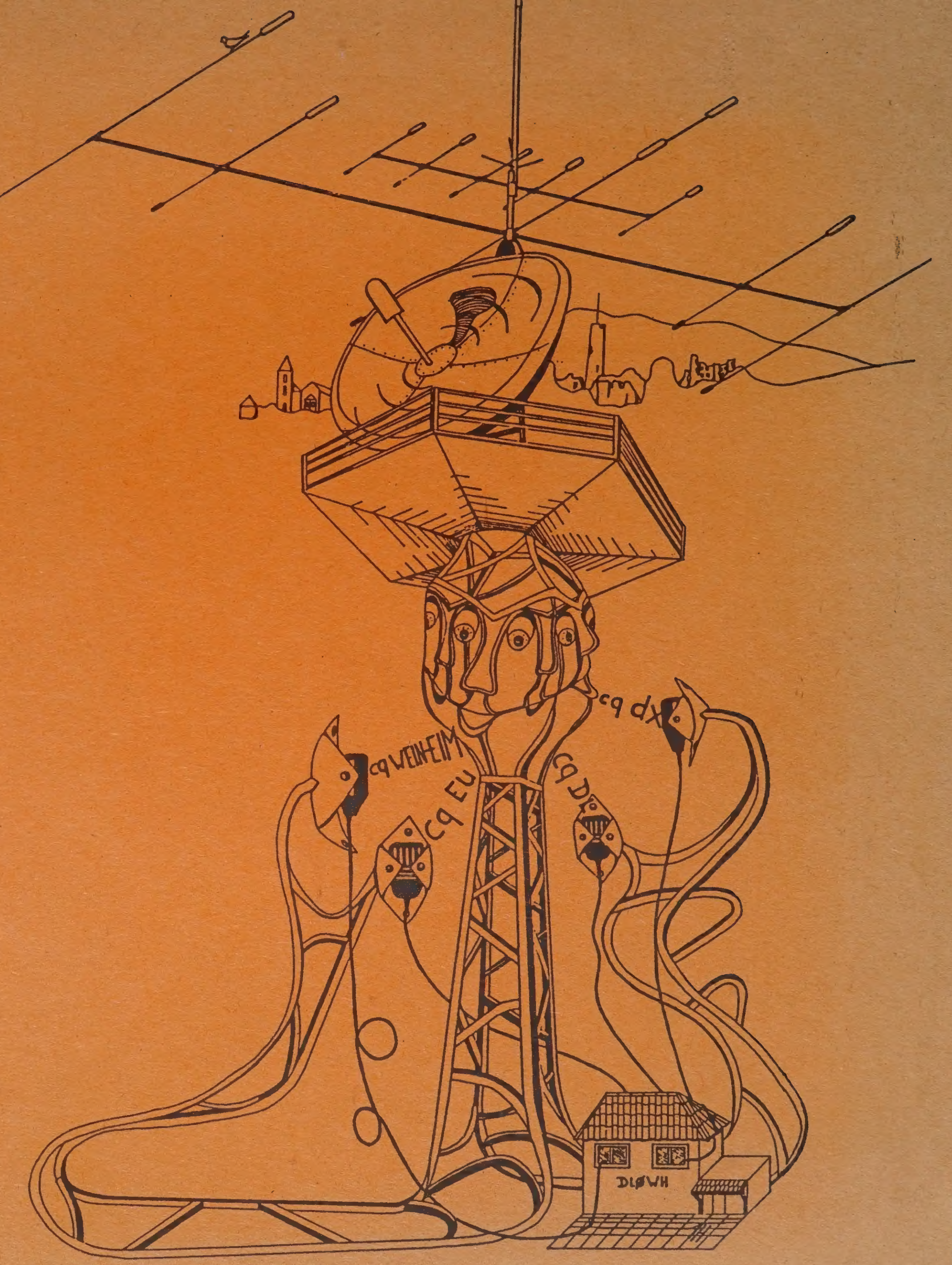
37. Weinheimer
UKW Tagung
19. - 20. September 1992

Scriptum der Vorträge



Deutscher Amateur Radio Club e.V.
Ortsverband Weinheim

38. Weinheimer UKW-TAGUNG

18. - 19. September 1993

V O R W O R T

Im diesjährigen Tagungsprogramm zeichnen sich mehrere Schwerpunktthemen ab. Der Bereich SHF-Technik umfaßt neben Grundlagenvorträgen auch das Schaltungsdesign mit CAE-Tools. Computersimulation wird u.a. auch bei der Antennentechnik behandelt.

Im Bereich der Satellitentechnik wird es eine Vorschau auf das P3D-Projekt der AMSAT, sowie einen Überblick zum RUDAK II Experiment von AMSAT OSCAR 21 geben. Daneben sind Grundlagen- und Anwendungsvorträge bzgl. Amateurfunk- und GPS-Satelliten im Programm.

Im Frühjahr 1993 wird die D2-Mission gestartet, auch dazu gibt es aktuelle Hintergrundinformationen zu berichten.

Natürlich werden auch Referate zum Thema Packet Radio nicht fehlen.

Abgerundet wird das Vortragsprogramm mit interessanten Einzelvorträgen aus verschiedenen Gebieten des UHF - Amateurfunks.

An dieser Stelle möchten wir uns bei allen Referenten, ohne deren Hilfe eine solche Veranstaltung nicht möglich wäre, bedanken.

Auch bei der 38. UKW-Tagung 1993 soll wieder ein ansprechendes Vortragsprogramm entstehen. Schon jetzt sind alle, die schon immer mal ihre Ideen und Projekte einem größeren Zuhörerkreis vorstellen wollten, aufgerufen, sich bei uns zu melden.

Viel Spaß und Erfolg bei WEINHEIM 92 wünscht das Organisationsteam der UKW-Tagung.

73 de

Gunter Kaschuge, DF4ZK

Wenn Sie einen Druckfehler finden, bitte bedenken Sie, daß er beabsichtigt war. Das Script bringt für jeden etwas, denn es gibt immer Leute, die auch nach Fehlern suchen.

Inhaltsverzeichnis

Satellitentechnik und -betrieb:

Packet Radio:

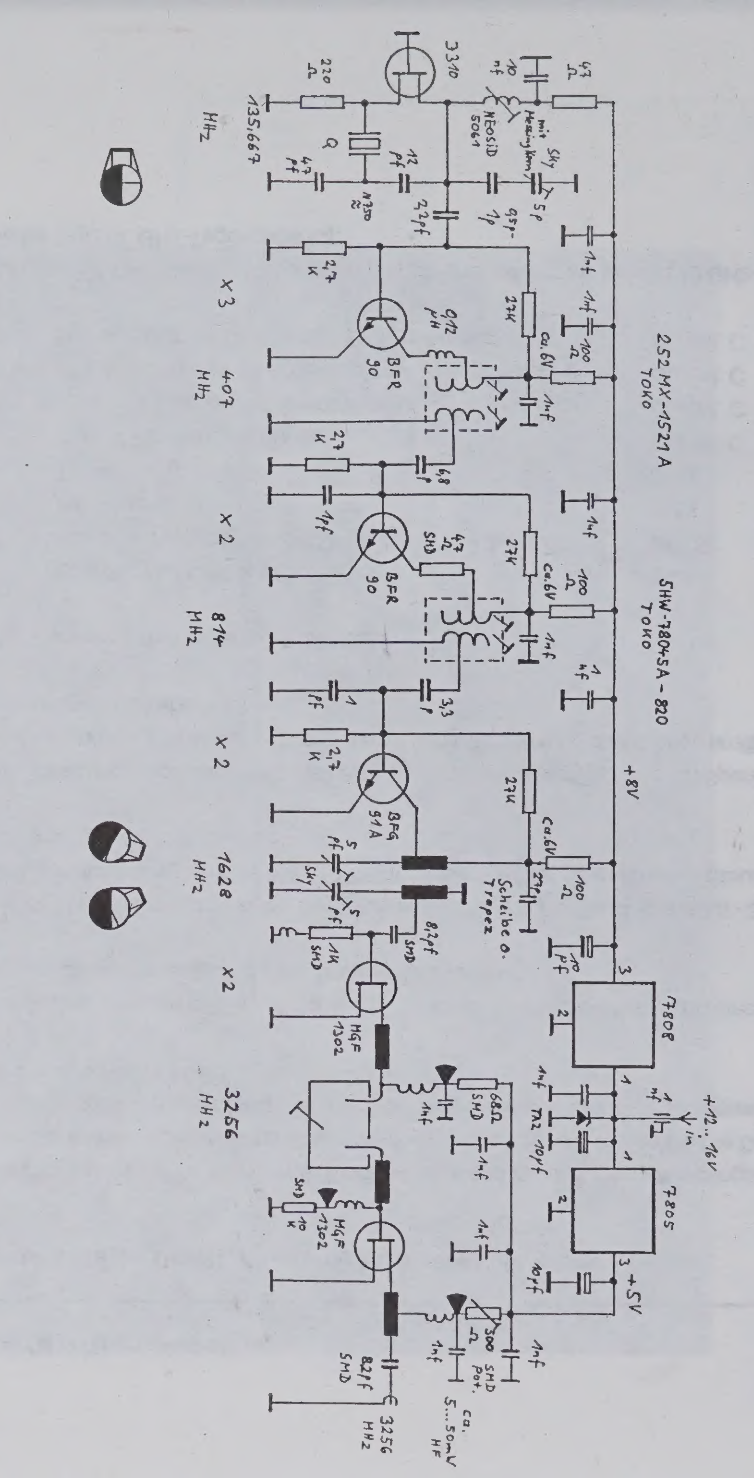
Antennentechnik:

Amateurfunk und Raumfahrt:

Rund um Amateurfunk:

3,4 GHz FREQUENZAUFBEREITUNG DB 6 NT

7.91



3,4 GHz-Oszillatoraufbereitung

Michael Kuhne, DB6NT, Birkenweg 15, D-8674 Naila 2

Dieser Oszillatorbaustein für den 9 cm Transverter unterscheidet sich schaltungstechnisch nur unwesentlich von der zuvor beschriebenen 6 cm LO-Baugruppe. Es wird auch die 5,7 GHz-Leiterplatte verwendet.

Die Unterschiede liegen im einzelnen:

a) Quarz 135,667 MHz für 3400 MHz Ausgangssignal bei 2 m ZF
b) Andere Schwingkreiskondensatoren des Oszillators (47 pF u. 12 pF)
c) Zwei andere Helixfilter
d) 3,4 GHz-Töpfchenfilter wie bei dem 9 cm Transverter
e) Andere Drainvorwiderstände (68 OHM und 500 OHM Poti.)
f) 8,2 pF Auskoppelkondensator zur SMA-Buchse

Der wichtigste Schaltungsunterschied liegt im FET-Verdoppler, der bei dem 5,7 GHz-LO als Vervierfacher betrieben wurde. Durch Einbau eines 500 OHM-Poti in die Drainleitung des 3,4 GHz Verstärker-FET's ist die Ausgangsleistung sauber einstellbar (Regelbereich ca. 5 .... 50 m).

Abgleich

a) Voreinstellung des 500 OHM Poti auf ca. 100 OHM
b) Einstellung der SKY-Trimmer auf den im Schaltplan gezeichneten Wert
c) Abgleich wie bei der 5,7 GHz LO
d) Die M4-Abstimmschraube ist ca. 12 bis 12,5 mm in den Resonator einzudrehen

Nach Überprüfung der genauen Ausgangsfrequenz und der Ausgangsleistung ist die Baugruppe betriebsbereit.

Bauteileliste - 3,4 GHz Oszillator - DB 6 NT

Anzahl:	Bezeichnung:	Bauform:	Bezug:
12	Widerstand 0,25W	0207	Div.
4	" SMD	1206	Div.
13	Keramikkondensatoren 1nF	EGPU	Div.
3	" 1 pF	EGPU	Div.
1	" 2.2pF	EGPU	Div.
1	" 3.3pF	EGPU	Div.
1	" 6,8pF	EGPU	Div.
1	" N750 12pF	EGPU	Div.
1	" 47pF	EGPU	Div.
1	" 10nF	EGPU	Div.
2	SMD " 8.2pF	0805	Div.
1	Trapez " 27pf		Div.
3	SKY-Trimmer 5pF	grün	Div.
3	Elkos 10 uF 16V	4,5x8mm	Div.
1	Durchführung C's 1nF	löt.	Div.
1	Spule 0.12uH	0207	Div.
1	" NEOSID	5061	Div.
1	Helixfilter 5HW-78045A-820	TOKO	COMPONEX- GIGA-TECH
1	" 252MX-1521A	TOKO	Düsseldorf
1	TAZ-Diode 16V	1N6276 oÄ.	Div.
1	Quarz 135,667 MHz	HC 18/U	Div.
2	Transistor	BFR90	Div.
1	"	BFG91a	Div.
1	"	J310	Div.
1	Festspannungsregler	MC 7808	Div.
1	"	MC 7805	Div.
2	GaAs FET's	MGF 1302	Div.
1	Koaxbuchsen(Stecker)	SMA	Div.
1	Resonatortöpfchen aus Messing		evtl.Eigenbau
1	Weißblechgehäuse	35x148x30mm	Div.
1	Teflonleiterplatte= 6cm LO	Ultralam 2000 0,78 mm Er.2,5 2x17/35u CU.	Dirk Fischer Neuer Graben 83 4600 Dortmund 1 Tel.0231/105752

3,4 GHz-Transverter

Michael Kuhne, DB6NT, Birkenweg 15, D-8674 Naila 2

Der hier beschriebene Transverter für das 9 cm Band wurde für eine Ausgangsleistung von 200 mW und eine Rauschzahl von < 2 dB NF dimensioniert. Die Durchgangsverstärkung des Empfängers liegt bei 25 dB, die LO- bzw. Spiegelfrequenzunterdrückung bei > 40 dB.

Die Oszillatorfrequenz 3256 MHz wird mit 10 mW HF-Leistung in einer zweiten Baugruppe erzeugt und dem Transverter zugeführt.

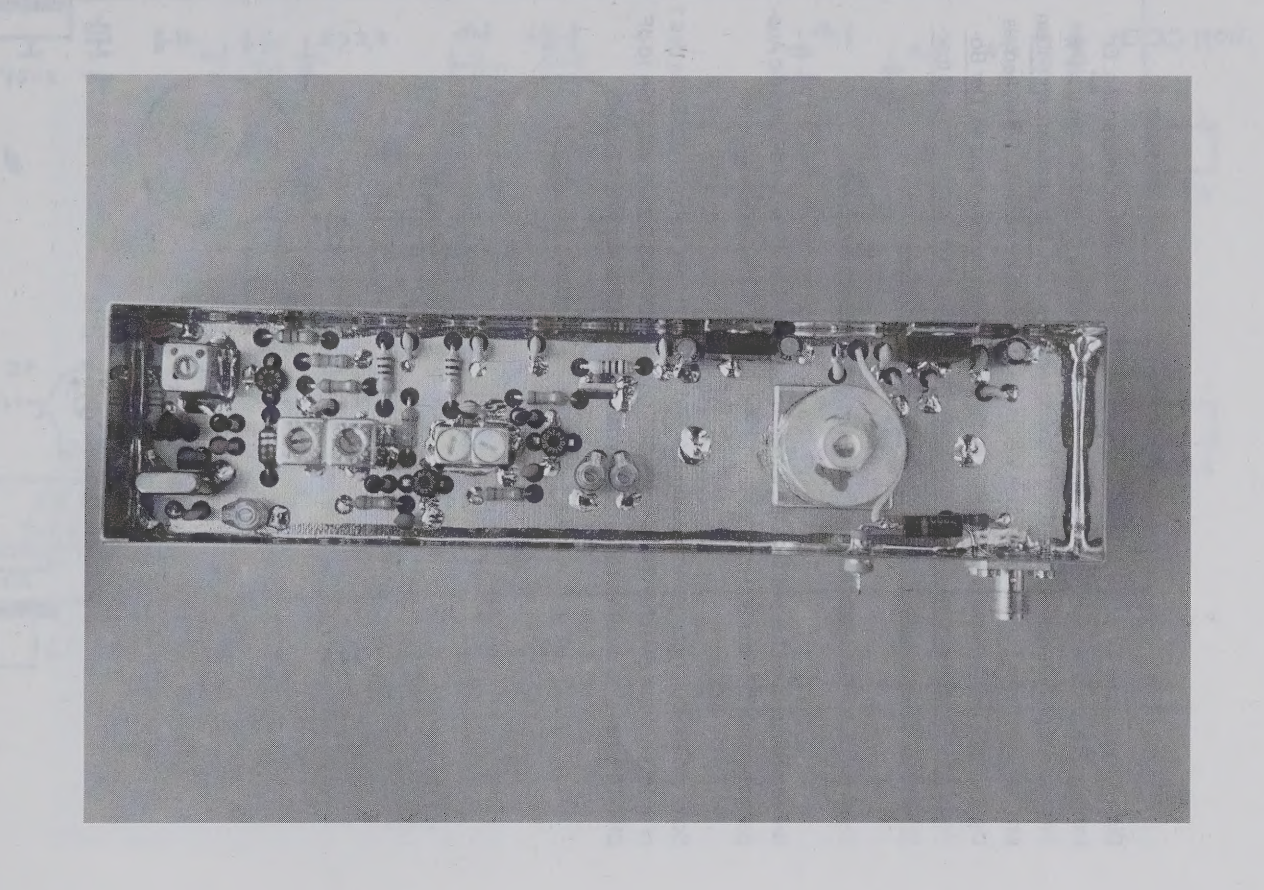
Die ZF-Umschaltung sowie das Dämpfungsglied für das Sendeteil ist auf 0,5 - 3 Watt Sendeleistung ausgelegt (IC202 - FT29OR), kann aber auf jeden anderen Steuertransceiver umgebaut werden.

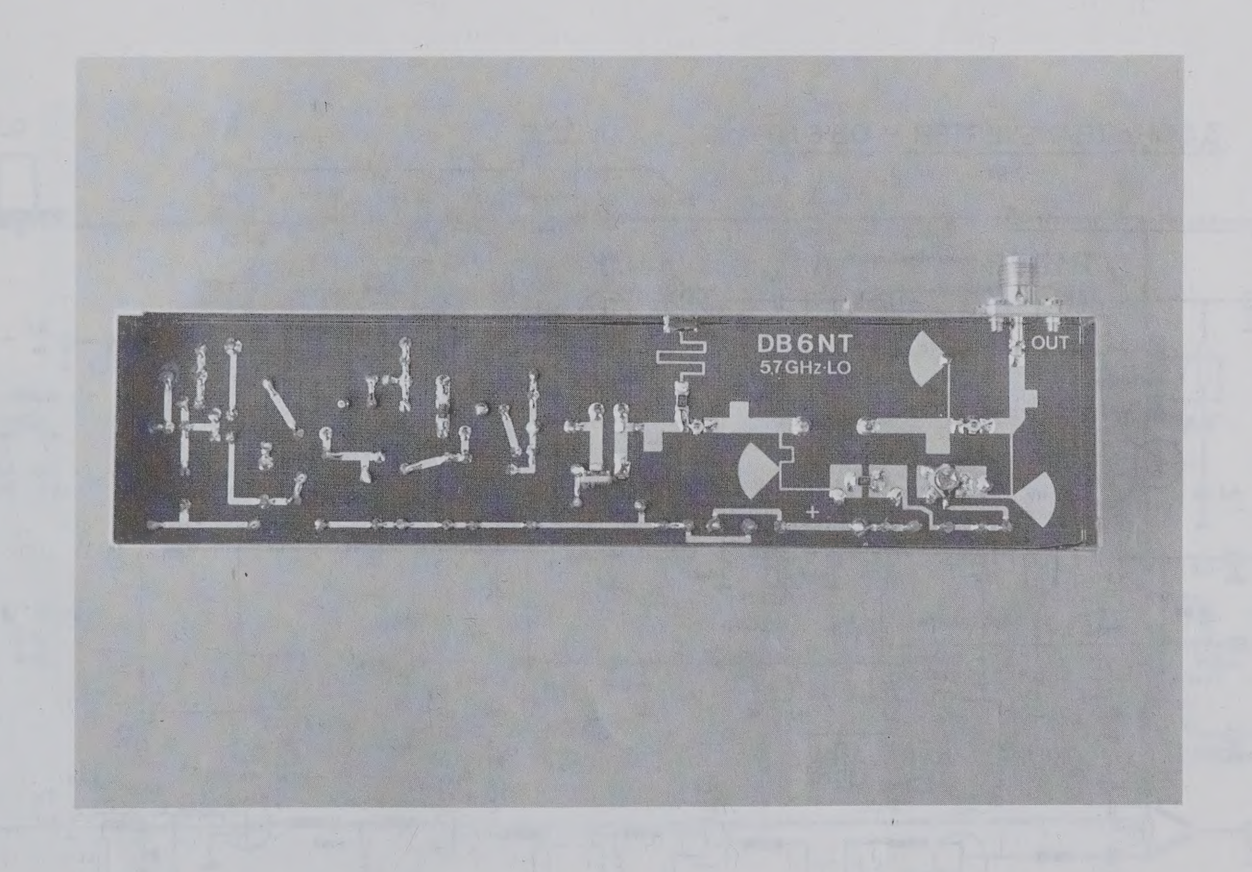
Die Schaltung ist so ausgelegt, daß zum Abgleich der Baugruppe nur ein Spannungsmesser und ein mW-Meter notwendig sind. Eine Optimierung durch Abstimmfähnchen ist nicht erforderlich.

Der Transverter hat folgende Anschlüsse:

1.	Eingang für LO 10 mW 3,2 GHz	SMA
2.	Ein- bzw. Ausgang für ZF 0,5 - 3 Watt TX, + bei TX	SMC
3.	Rx-Eingang	SMA
4.	TX-Ausgang	SMA
5.	+ 12 V Betriebsspannung	Durchf. C
6.	+ 12 V/2A für weitere Sendestufen	Durchf. C
7.	PTT Anschluß bei TX an Masse oder + auf ZF-Buchse	Durchf. C
8.	Richtkoppler mit Diode und HF-Outputanzeige	Durchf. C.

Es gelten die Aufbauhinweise sowie die Abgleichanleitung wie für den 10 GHz-Transverter (vgl. 14. GHz-Tagungsband).



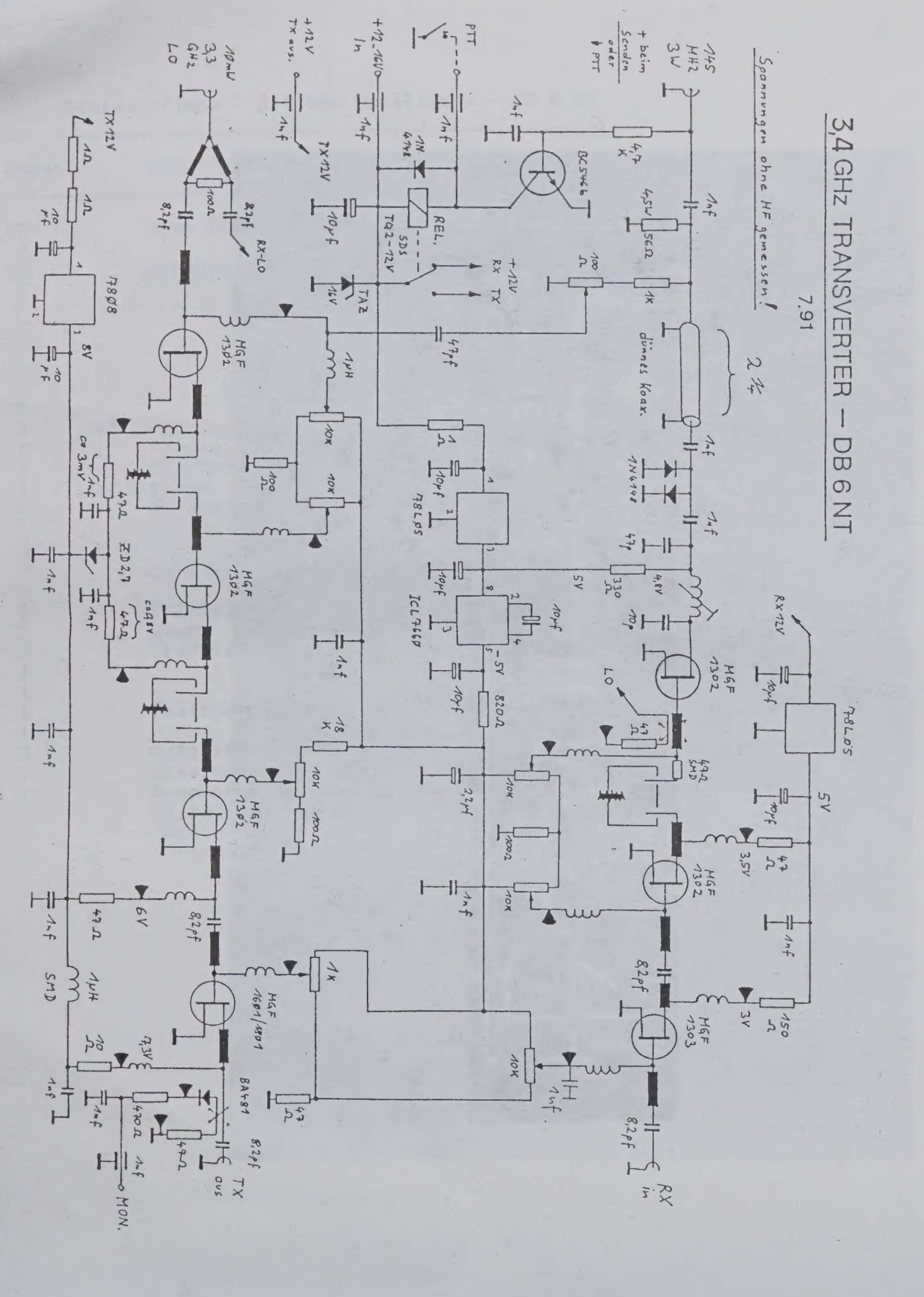

DB6NT
5,7 GHz-LO
OUT
+

Dieser Transverter für das 9 cm Band ist aus dem 6 cm Transverter entstanden. Er kann im Frequenzbereich 3,4 - 3,5 GHz abgestimmt werden. Es wurden die gleichen Resonatortöpfchen wie bei dem 6 cm Transverter verwendet. Die Abstimmschrauben sind bei dem 9 cm Transverter jedoch weit in die Töpfchen eingedreht. Sie wirken als Lambda 1/4 Resonatoren und zeigen einen sehr scharfen Resonanzpunkt. Der Boden der Resonatoren wird durch Messingblech verstärkt um mechanische und thermische Beeinflussung der Kreise (Verstimmen) zu vermeiden.

Es ist auf gute Massekontaktierung der Source-Anschlüsse zu achten.

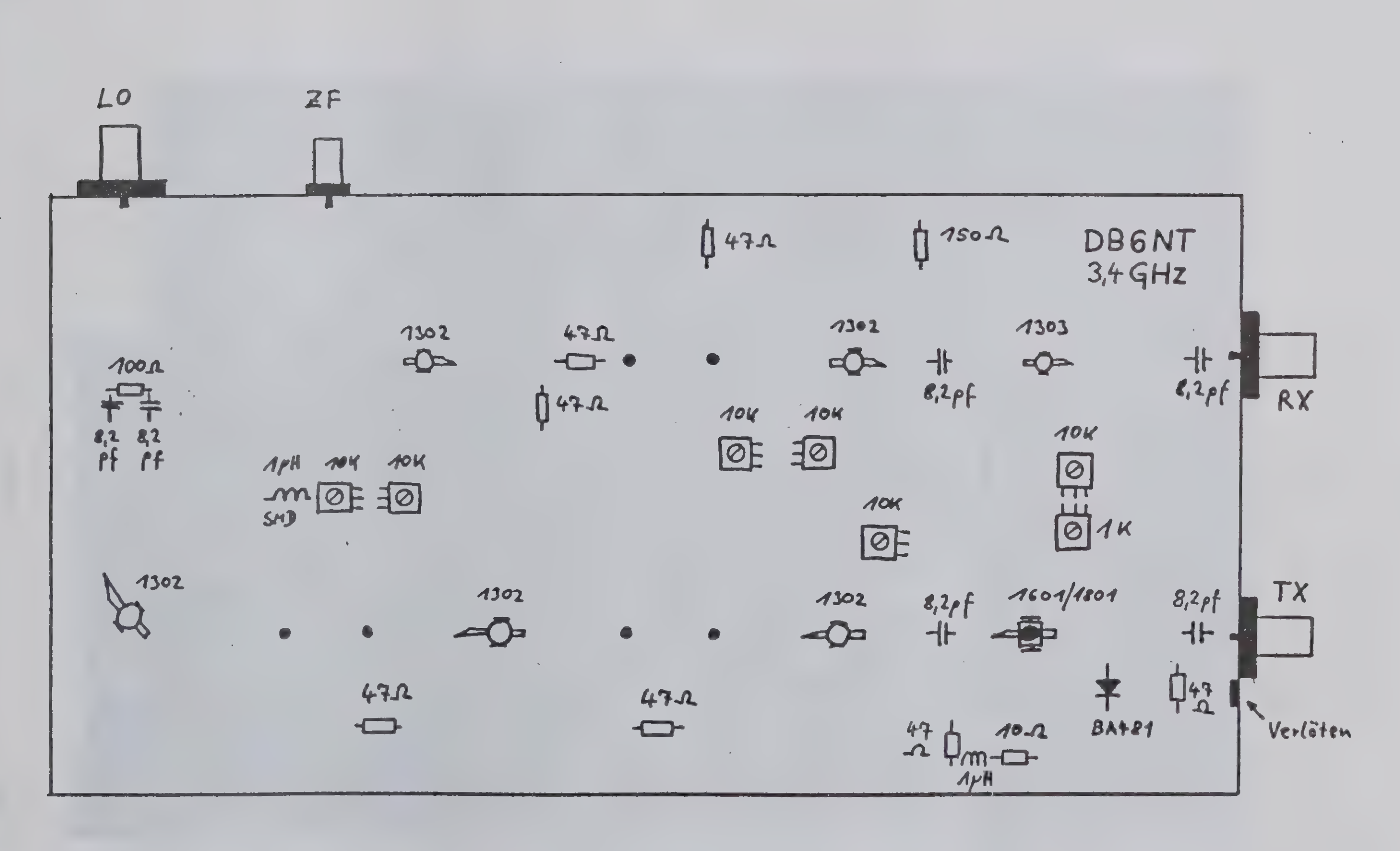
Bei verschiedenen Musteraufbauten lag die Rauschzahl bei NF < 1,4 dB und die Ausgangsleistung bei über 300 mW.

Sollte die RX-Durchgangsverstärkung mit 25 dB zu groß sein, kann an der Stelle des 1 nF Kondensators zwischen RX-Mischer FET und den 1N4148 Schaltdioden ein 10 pF SKY-Trimmer eingebaut werden mit dem dann die Verstärkung einstellbar ist.



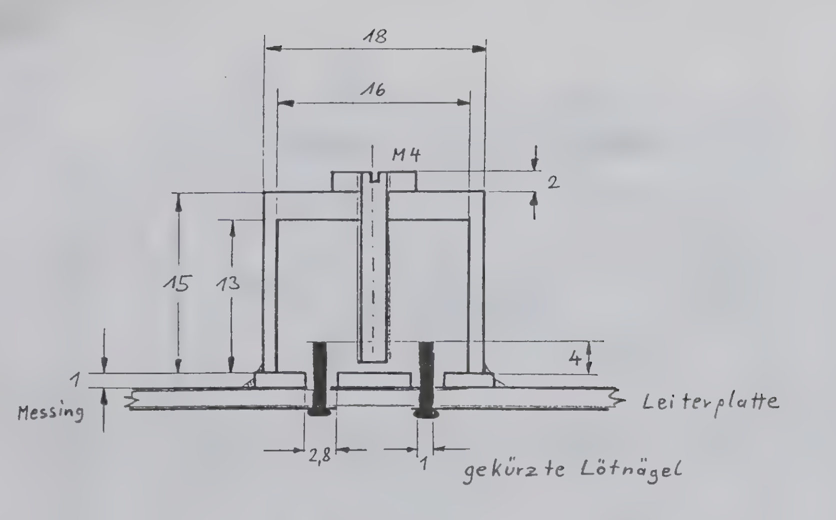
DB 6NT 3,4 GHz Transverter

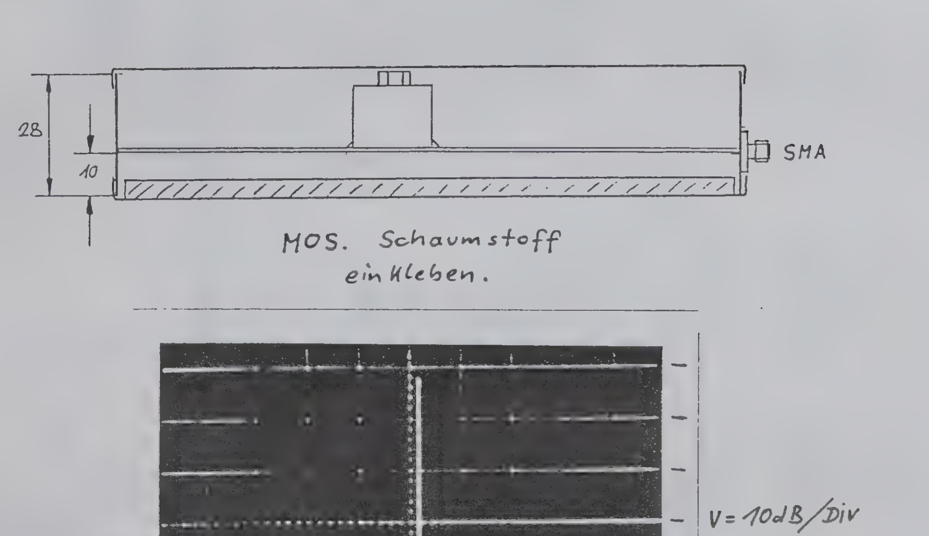
7.91



DB 6NT 3,4 GHz Transverter

7.91

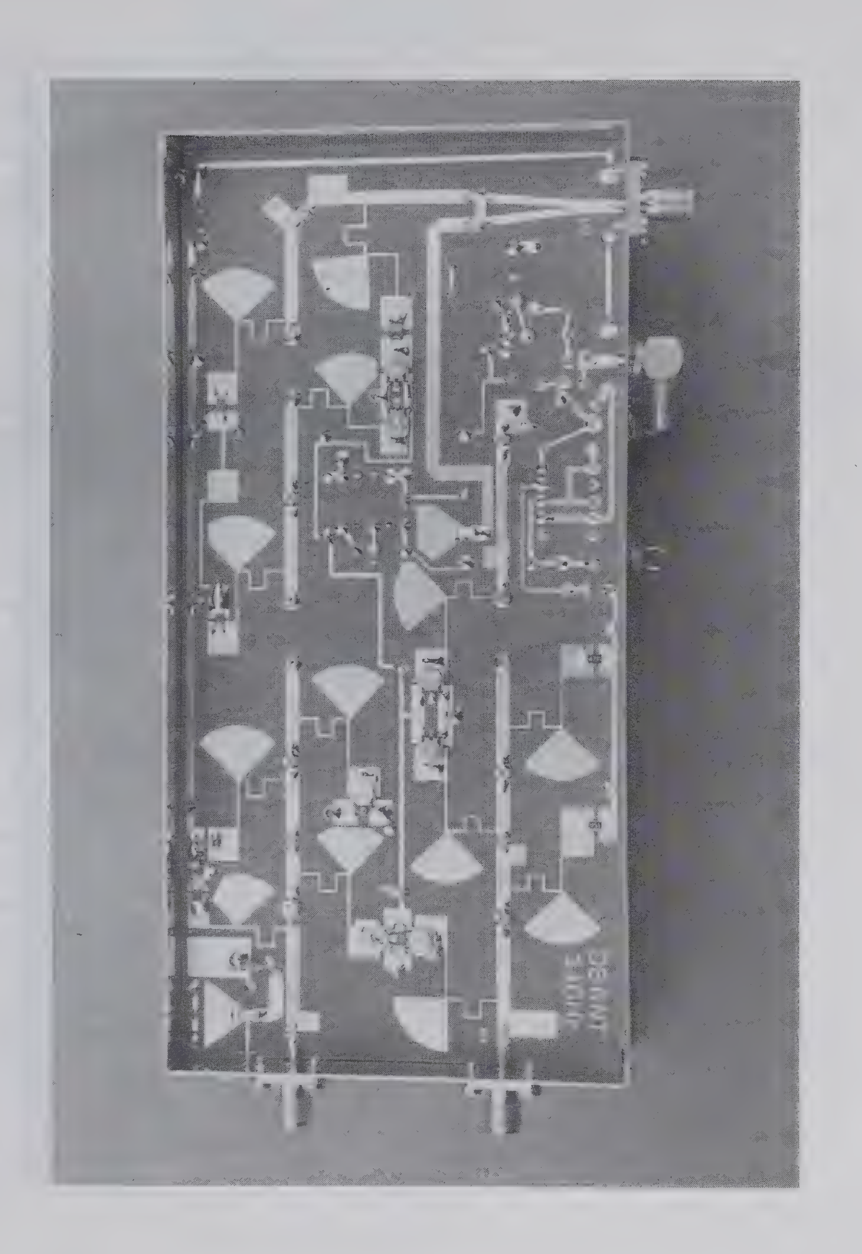


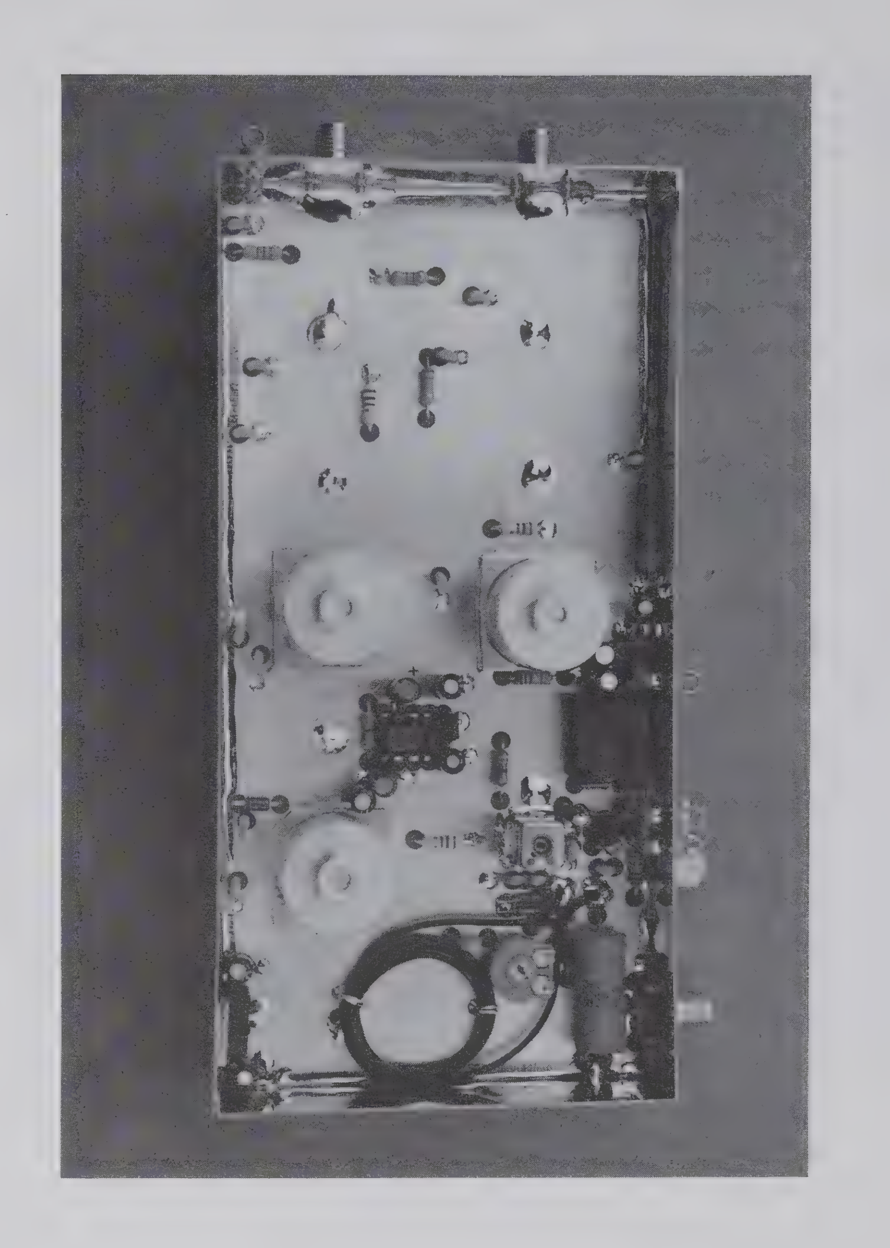


Ausgangssignal

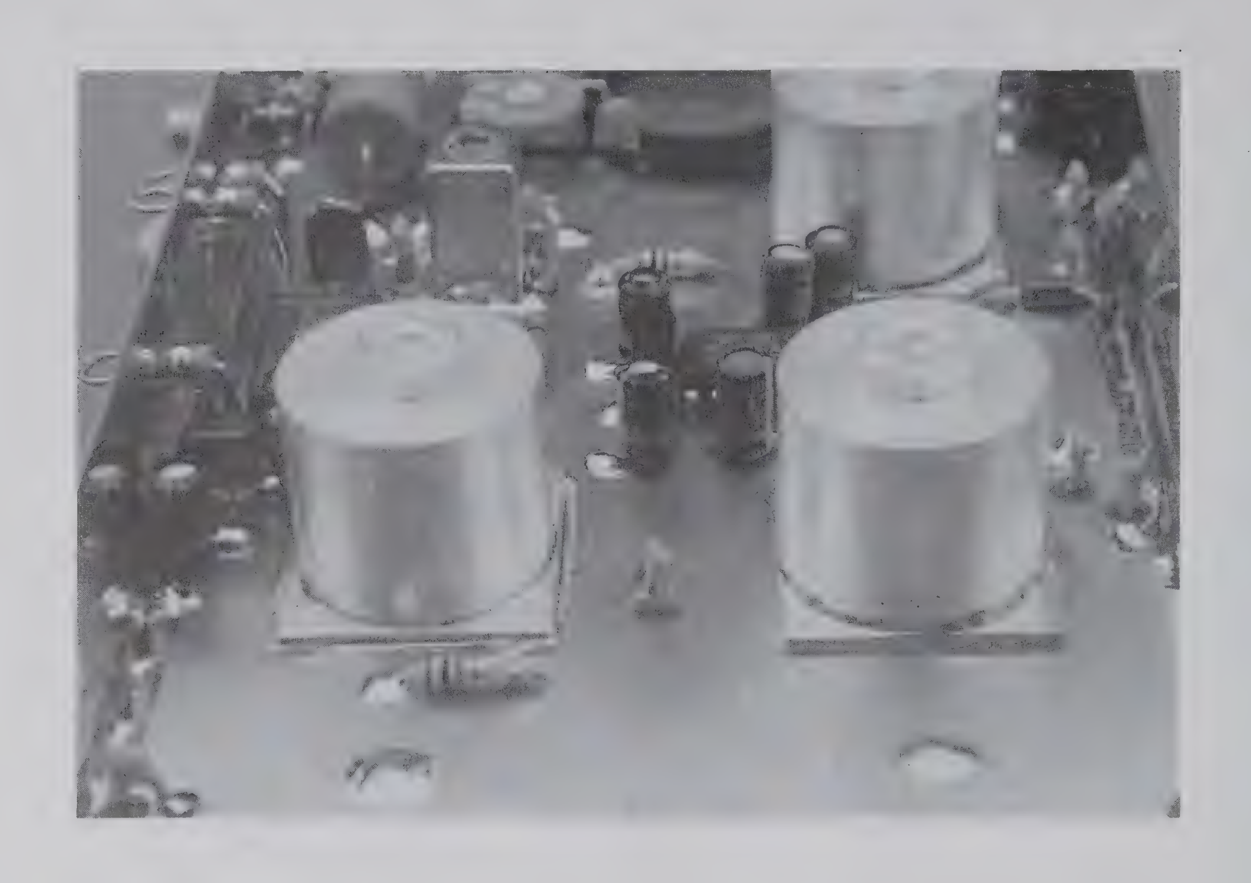
Bauteileliste - 3,4 GHz Transverter - DB 6 NT

Anzahl:	Bezeichnung:	Bauform:	Bezug:
12	Widerstand 0,25W	0207	Div.
1	" 4,5 W 56 OHM	WK 8	Bürklin
10	" SMD	1206	Div.
6	Poti 10 K OHM	SMD	Div.
1	" 1 K OHM	SMD	Div.
1	Poti 100 OHM	PT 10-L	Div.
15	Keramikkondensatoren 1nF	EGPU	Div.
2	" 47 pF	EGPU	Div.
1	" 10 pF	EGPU	Div.
6	" 8,2pF	SMD 0805	Div.
9	Elkos 10 uF 16V	4,5x8mm	Div.
1	Elko 2,2uF 16V	4,5x8mm	Div.
4	Durchführung C's 1nF	löt.	Div.
2	Spule 1uH	SMD	Div.
1	" NEOSID	5061	Div.
1	Dünnes Koaxkabel ca.36cm		Div.
1	Relais SDS	TQ 2-12V	Bürklin 30G7556 oÄ.
1	TAZ-Diode 16V	1N6276 oÄ.	Div.
1	Z-Diode 2.7V	ZD 2.7	Div.
1	Schottky-Diode	BA 481	Div.
3	Dioden	1N4148	Div.
1	Transistor	BC546b	Div.
1	IC	ICL 7660	Div.
1	Festspannungsregler	MC 7808	Div.
2	"	MC 78L05	Div.
5	GaAs FET's	MGF 1302	Div.
1	"	MGF 1303	Div.
1	"	MGF 1601/1801	Div.
3	Koaxbuchsen	SMA	Div.
1	"	SMC	Div.
3	Resonatortöpfchen aus Messing		evtl.Eigenbau
1	Weißblechgehäuse	74x148x30mm	Div.
1	Teflonleiterplatte	Ultralam 2000 0,78 mm Er.2,5 2x17/35u CU.	Dirk Fischer Neuer Graben 83 4600 Dortmund 1 Tel.0231/105752

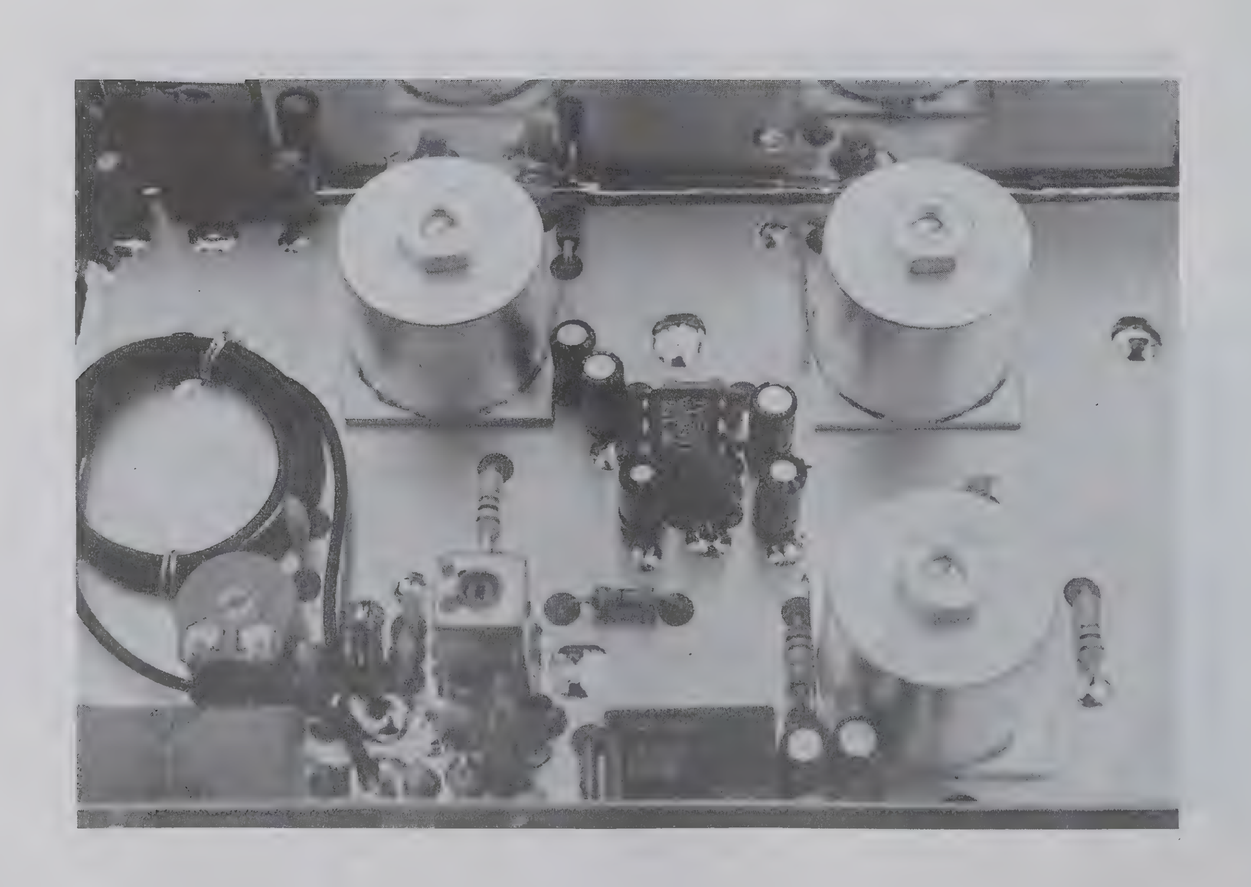












5,7 GHz-Oszillatoraufbereitung

Michael Kuhne, DB6NT, Birkenweg 15, D-8674 Naila 2

Der hier beschriebene Oszillatorbaustein ist der LO für den 6 cm-Transverter. Die Baugruppe liefert ein stabiles und nebenwellenarmes Ausgangssignal von mehr als 10 mW.

Schaltung

Der Oszillator arbeitet mit einem J310 in bewährter Schaltung.
Der Ferritkern der Oszillatorspule wird durch eine Messingschraube ersetzt.
Zur Feineinstellung der Frequenz wird ein 5pF SKY-Trimmer verwendet.
Die Helixkreisfilter zwischen den Vervielfacherstufen garantieren ein nebenwellenarmes Ausgangssignal.
Das Bandfilter für 1,4 GHz ist in Striplinetechnik ausgeführt.
Der Resonator für 5,7 GHz ist wie bei dem Transverter ein Messing-Töpfchen gleicher Abmessungen.

Abgleich

Nach Anlegen der Betriebsspannung wird die Kollektorspannung des ersten Vervielfachers BFR90 gemessen. Diese muß nach dem Anschwingen des Oszillators beim Durchdrehen des Spulenkerns auf ca. 6V zurückgehen. Dabei ist der SKY-Trimmer in Mittelstellung (er wird zur späteren Einstellung der genauen Frequenz gebraucht).

Danach wird die Kollektorspannung des zweiten Vervielfachers BFR90 gemessen. Diese muß durch Einstellen des ersten Helixfilters auch auf 6V zurückgehen.

Bei der nächsten Verdopplerstufe wird gleichermaßen verfahren. Nach Einstellen der SKY-Trimmer auf den gezeichneten Wert wie im Bestückungsplan geht der Drainstrom des ersten FET's zurück.

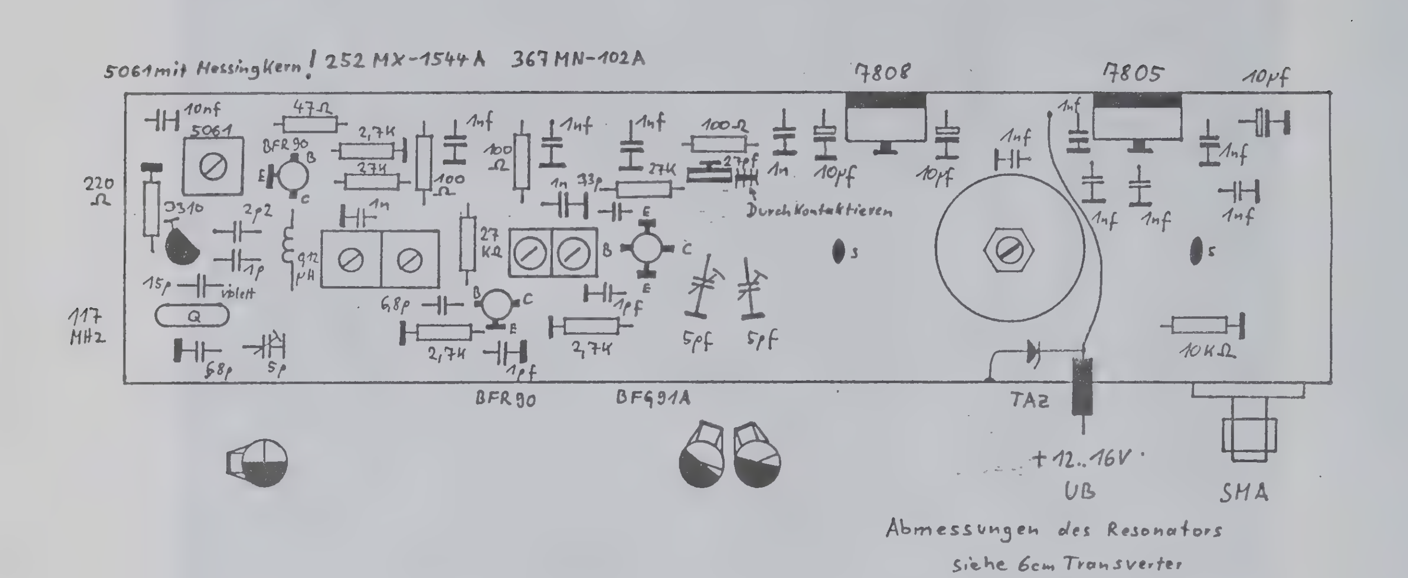
Dieses kann durch Messen der Drainspannung überwacht und durch Nachstimmen optimiert werden.

Danach wird durch Eindrehen der M4-Resonatorschraube und gleichzeitigem Messen der Drainspannung des LO-Verstärkers der 5,7 GHz-Kreis abgeglichen. Diese Spannung muß bei Resonanz ebenfalls ansteigen. An der Ausgangsbuchse kann eine HF-Leistung von ca. 10 mW gemessen werden.

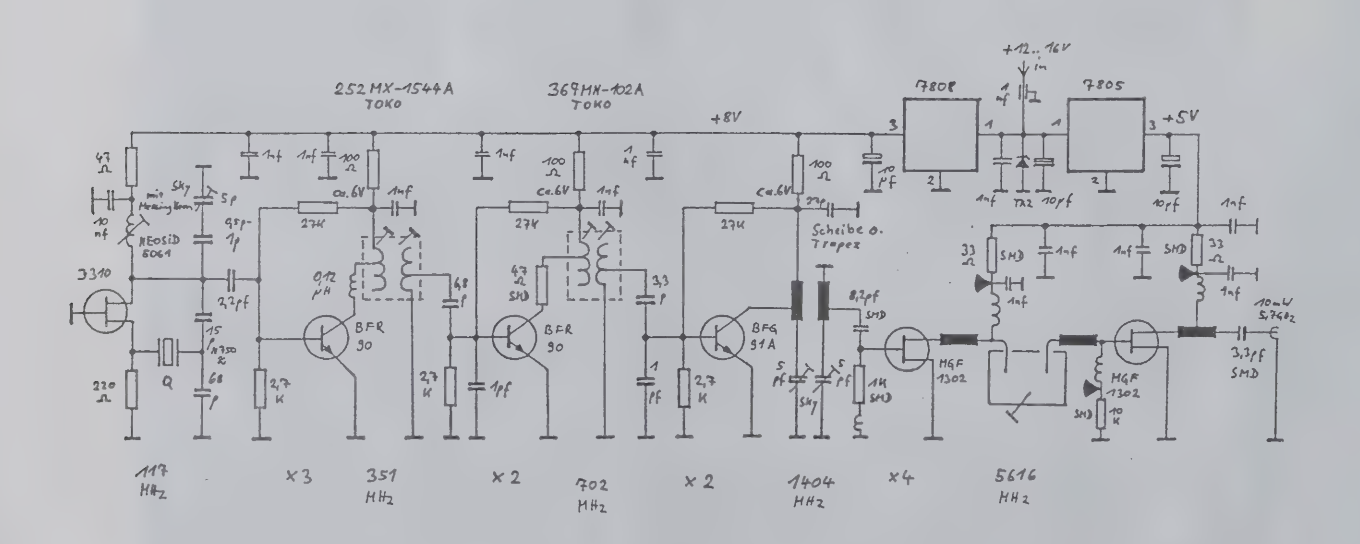
Sollte die Ausgangsleistung mehr als 15mW betragen, ist durch Vergrößern der SMD-Drainwiderstände der gewünschte Wert einzustellen.

Durch Vergrößern des Gatewiderstandes (Vervierfacher-FET) auf 4,7 - 10 kOHM und Verkleinern der Drainwiderstände (min. 15 OHM) ist eine Ausgangsleistung von über 50 mW erreichbar.

Bestückungsplan 6 GHz LO
DB 6 NT 7.91



5,7 GHz FREQUENZAUFBEREITUNG DB 6 NT
7.91

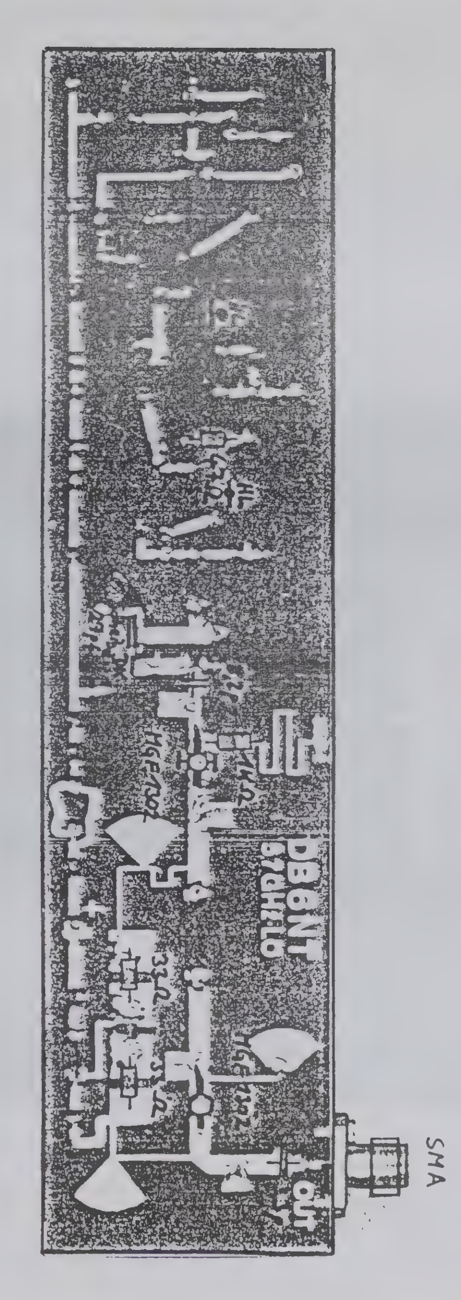


Bauteileliste - 5.7 GHz Oszillator - DB 6 NT

Anzahl:	Bezeichnung:	Bauform:	Bezug:
12	Widerstand 0,25W	0207	Div.
4	" SMD	1206	Div.
13	Keramikkondensatoren 1nF	EGPU	Div.
3	" 1 pF	EGPU	Div.
1	" 2.2pF	EGPU	Div.
1	" 3.3pF	EGPU	Div.
1	" 6,8pF	EGPU	Div.
1	" N750 - 15pF	EGPU	Div.
1	" 68pF	EGPU	Div.
1	" 10nF	EGPU	Div.
1	SMD " 3.3pF	0805	Div.
1	SMD " 8.2pF	0805	Div.
1	Trapez " 27pf		Div.
3	SKY-Trimmer 5pF	grün	Div.
3	Elkos 10 uF 16V	4,5x8mm	Div.
1	Durchführung C's 1nF	löt.	Div.
1	Spule 0.12uH	0207	Div.
1	" NEOSID	5061	Div.
1	Helixfilter 367MN-102A	TOKO	COMPONEX- GIGA-TECH
1	" 252MX-1544A	TOKO	Düsseldorf
1	TAZ-Diode 16V	1N6276 oÄ.	Div.
1	Quarz 117 MHz	HC 18/U	Div.
2	Transistor	BFR90	Div.
1	"	BFG91a	Div.
1	"	J310	Div.
1	Festspannungsregler	MC 7808	Div.
1	"	MC 7805	Div.
2	GaAs FET's	MGF 1302	Div.
1	Koaxbuchsen(Stecker)	SMA	Div.
1	Resonatortöpfchen aus Messing		evtl.Eigenbau
1	Weißblechgehäuse	35x148x30mm	Div.
1	Teflonleiterplatte	Ultralam 2000 0,78 mm Er.2,5 2x17/35u CU.	Dirk Fischer Neuer Graben 83 4600 Dortmund 1 Tel.0231/105752

Bestückungsplan 6 GHz LO - SMD

DB 6 NT 7.91



HL = Hohlniete zur Durchkontaktierung DK

Ausgangssignal der 5.7GHz Oszillatorbaugruppe

5,7 GHz-Transverter

Michael Kuhne, DB6NT, Birkenweg 15, D-8674 Naila 2

Der hier beschriebene Transverter für das 6 cm Band wurde für eine Ausgangsleistung von 200 mW und eine Rauschzahl von < 2 dB NF dimensioniert. Die Durchgangsverstärkung des Empfängers liegt bei 25 dB, die LO- bzw. Spiegelfrequenzunterdrückung bei > 40 dB.

Die Oszillatorfrequenz 5616 MHz wird mit 10 mW HF-Leistung in einer zweiten Baugruppe erzeugt und dem Transverter zugeführt.

Die ZF-Umschaltung sowie das Dämpfungsglied für das Sendeteil ist auf 0,5 - 3 Watt Sendeleistung ausgelegt (IC202 - FT29OR), kann aber auf jeden anderen Steuertransceiver umgebaut werden.

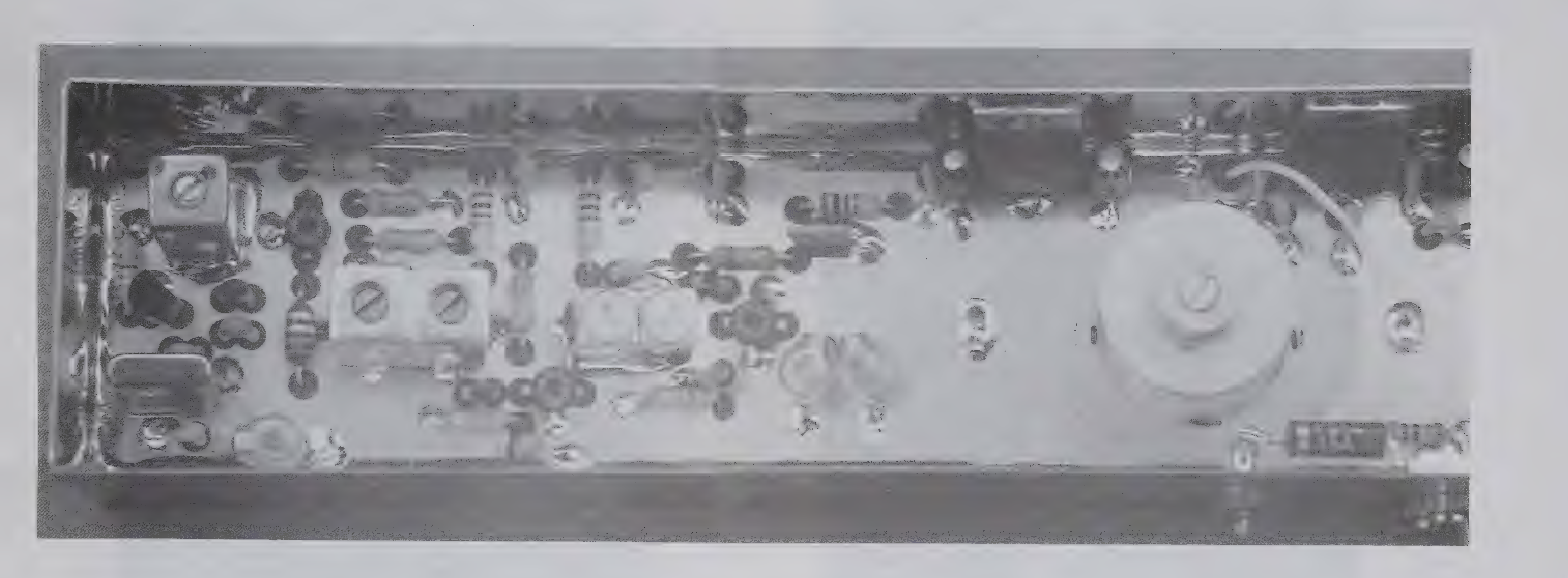
Die Schaltung ist so ausgelegt, daß zum Abgleich der Baugruppe nur ein Spannungsmesser und ein mW-Meter notwendig sind. Eine Optimierung durch Abstimmfähnchen ist nicht erforderlich.

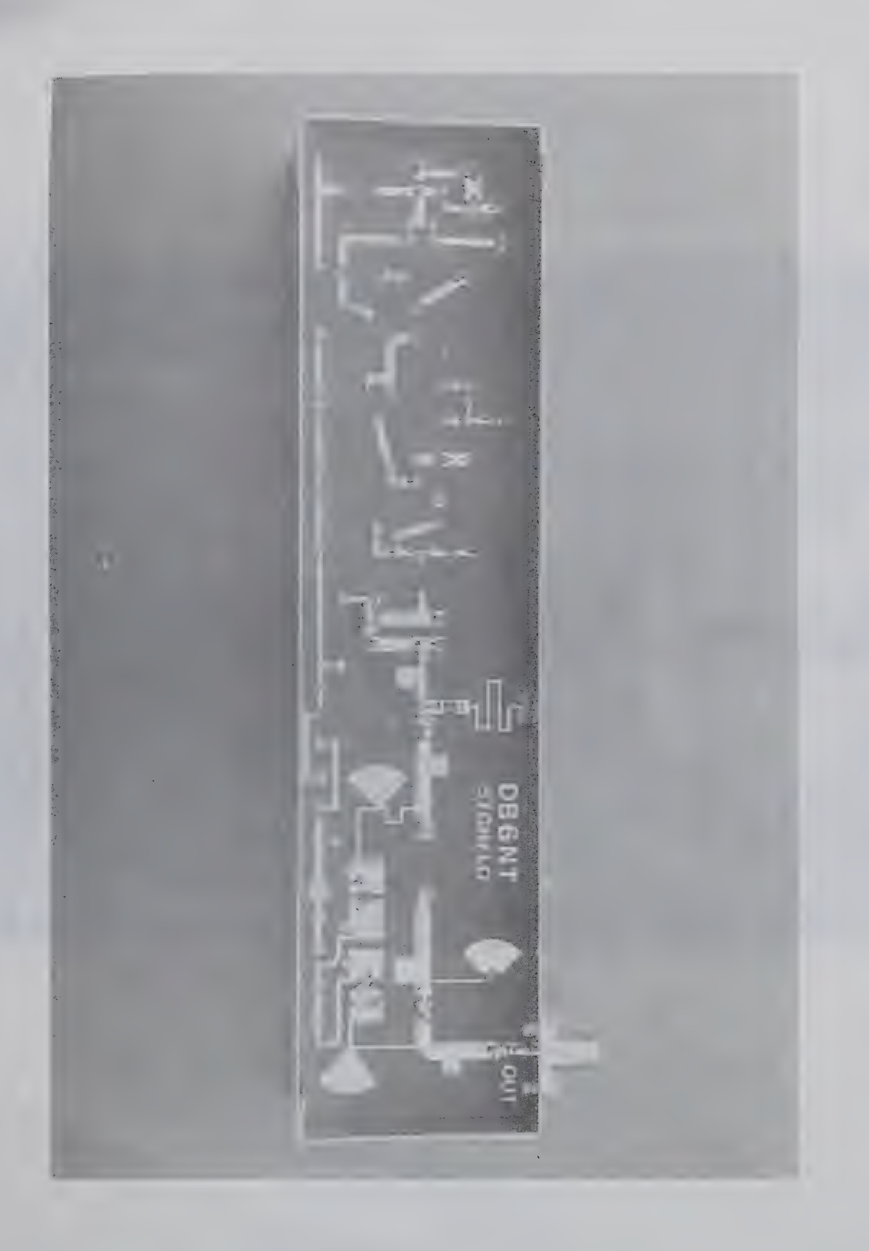
Der Transverter hat folgende Anschlüsse:

1.	Eingang für LO 10 mW 5,6 GHz	SMA
2.	Ein- bzw. Ausgang für ZF 0,5 - 3 Watt TX, + bei TX	SMC
3.	Rx-Eingang	SMA
4.	TX-Ausgang	SMA
5.	+ 12 V Betriebsspannung	Durchf. C
6.	+ 12 V/2A für weitere Sendestufen	Durchf. C
7.	PTT Anschluß bei TX an Masse oder + auf ZF-Buchse	Durchf. C
8.	MON. Richtkoppler mit Diode und HF-Outputanzeige	Durchf. C.

Aufbau

Es gelten die Aufbauhinweise sowie die Abgleichanleitung wie für den 10 GHz-Transverter.




DB6NT
OUT



Abgleich

Nach Anschluß einer geeigneten Antenne oder eines Abschlußwiderstandes werden die im Schaltplan angegebenen Spannungen (Ströme) der Transistoren mit den SMD Poti's eingestellt. Das wird ohne LO- oder ZF-Steuerleistung durchgeführt.

Empfängerabgleich

144 MHz Transceiver und LO-Baugruppe anschließen. Die Drainspannung des Mischers sollte nach Einschalten der LO-Leistung um ca. 0,1 V zurückgehen.

Abstimmschraube des RX-Filters langsam von oben in den Resonator eindrehen. Hierbei ergeben sich zwei Rauschanstiege, wobei der Erste der Richtige ist. Das zweite Maximum (Schraube weiter im Resonator = tiefere Frequenz) ist die Spiegelfrequenz 5472 MHz.

Danach werden der Mixerstrom und die ZF-Filterspule auf maximales Rauschen nachgestimmt. Damit ist das Empfangsteil abgeglichen.

Senderabgleich

Transverter ohne 144 MHz Steuersignal auf Sendebetrieb schalten.

Der Spannungsabfall am Drainwiderstand des TX-Mixers sollte beim Einschalten der LO-Baugruppe von 5 mV auf ca. 300 mV ansteigen.

LO aus- und 144 MHz-Signal einschalten. Mit dem 100 OHM Poti für die ZF-Steuerleistung einen Spannungsabfall von ca. 150 mV am Drainwiderstand des TX-Mixers einstellen.

LO wieder einschalten sowie 144 MHz-Steuersignal anlegen. Spannungsabfall am ersten TX-Verstärker Drainwiderstand messen.

Abstimmschraube des ersten TX-Filters langsam eindrehen.

Es ergeben sich beim Eindrehen 3 Resonanzpunkte. Der Erste ist wieder der Richtige. Zur Kontrolle 144 MHz-Signal abschalten. Der Strom muß zurückgehen. Bleibt der Strom konstant, so ist die Abstimmschraube bereits zu tief in den Resonator eingedreht und auf die LO-Frequenz abgeglichen.

Spannungsabfall am Drainwiderstand des MGF1801 messen.

Der Strom erhöht sich nach dem Abstimmen des zweiten Resonators um einige mA.

Auch der angeschlossene Leistungsmesser HF zeigt nun an. Durch Nachstimmen der ZF-Leistung kann der optimale Output eingestellt werden.

Somit ist auch der Sender abgeglichen, es werden immer mehr als 200 mW Ausgangsleistung erreicht.

DB 6 NT 5,7 GHz Transverter

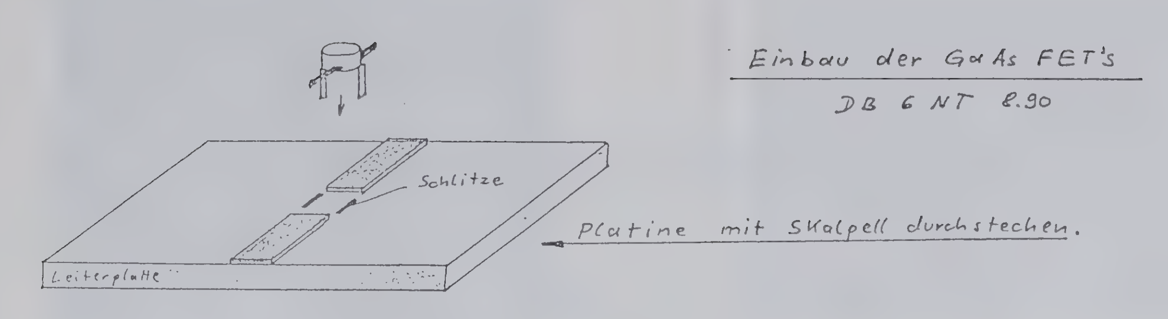
6.91

5,7 GHz TRANSVERTER — DB 6 NT

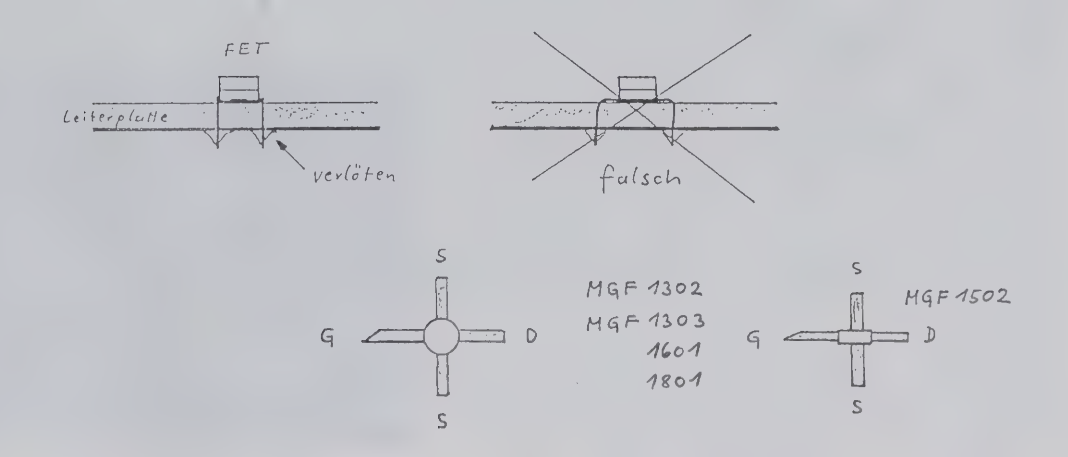
6.91

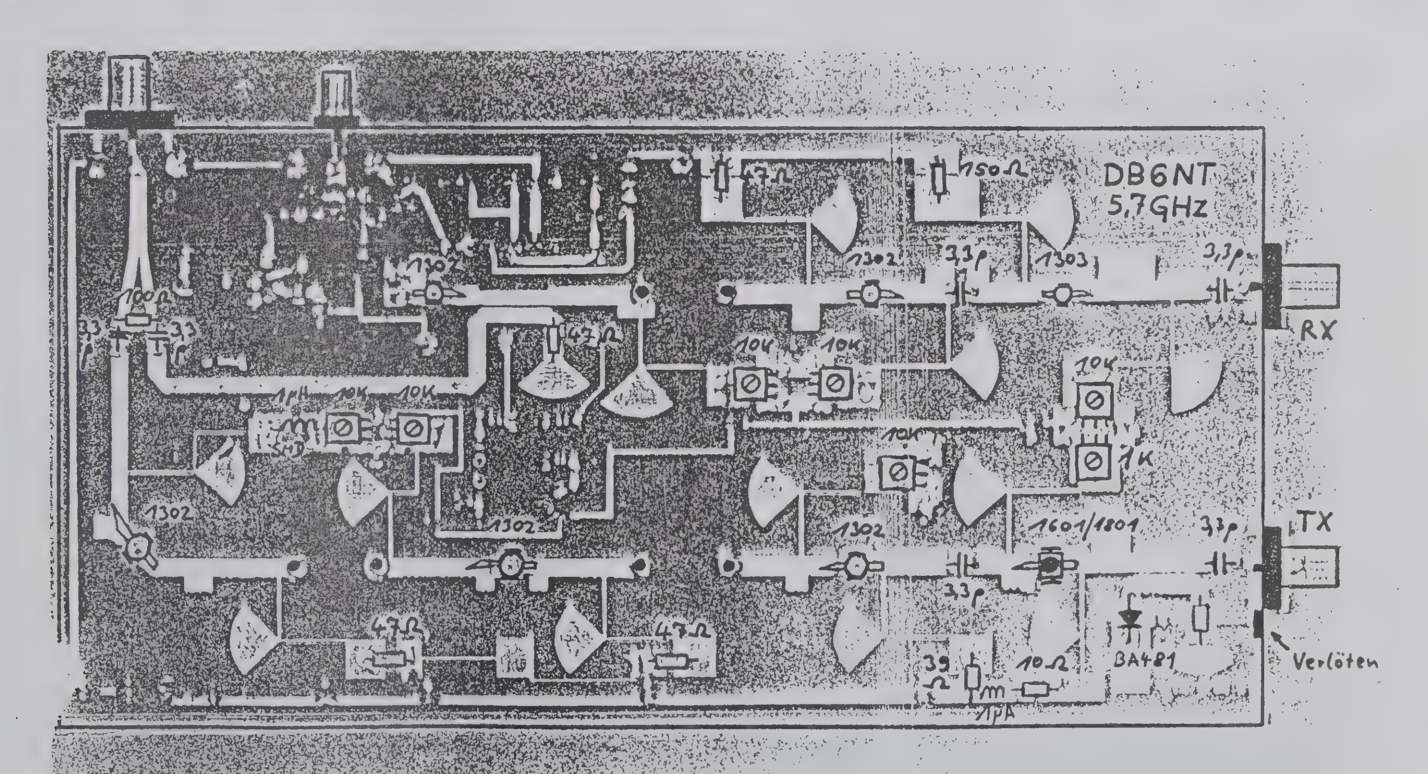
Spannungen ohne HF gemessen!





Die „Sourcebeinchen" müssen so kurz wie möglich an Masse !!



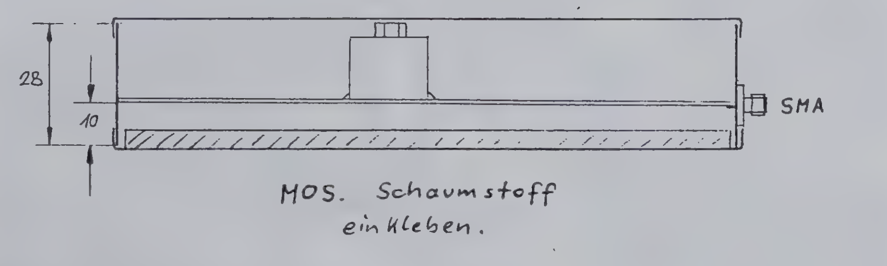


DB 6NT 5,7 GHz Transverter
6.91

5,7GHz

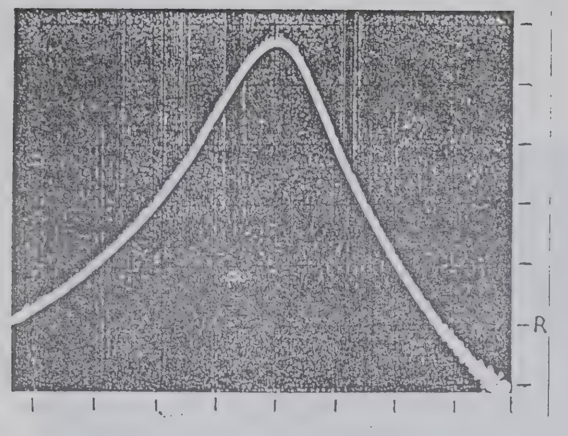
DB 6 NT

18
16
M4
2
ca. 9,5mm
3
15 13
Leiterplatte
1mm gekürzte Lötnägel.

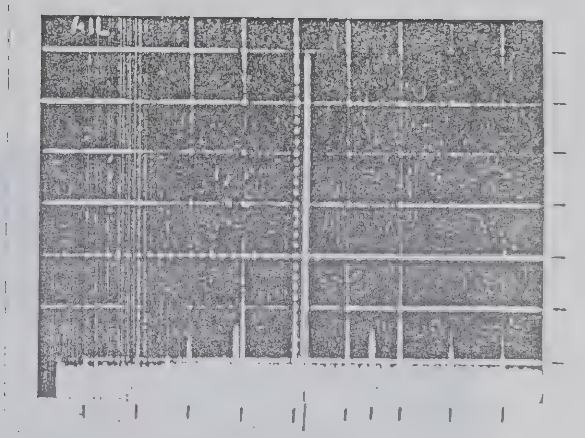


Bauteileliste - 5,7 GHz Transverter - DB 6 NT

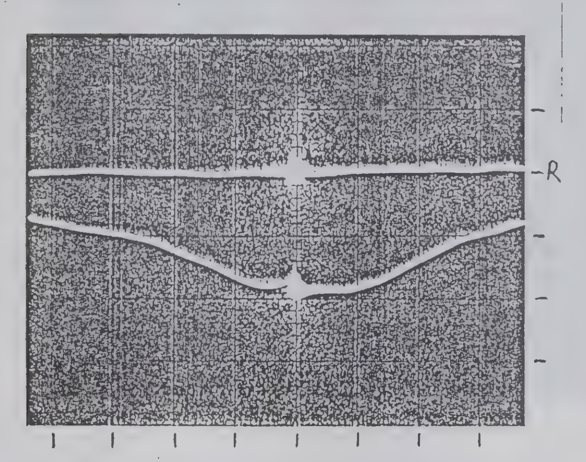
Anzahl:	Bezeichnung:	Bauform:	Bezug:
12	Widerstand 0,25W	0207	Div.
1	" 4,5 W 56 OHM	WK 8	Bürklin
9	" SMD	1206	Div.
6	Poti 10 K OHM	SMD	Div.
1	" 1 K OHM	SMD	Div.
1	Poti 100 OHM	PT 10-L	Div.
15	Keramikkondensatoren 1nF	EGPU	Div.
2	" 47 pF	EGPU	Div.
1	" 10 pF	EGPU	Div.
6	" 3,3pF	SMD 0805	Div.
9	Elkos 10 uF 16V	4,5x8mm	Div.
1	Elko 2,2uF 16V	4,5x8mm	Div.
4	Durchführung C's 1nF	löt.	Div.
2	Spule 1uH	SMD	Div.
1	" NEOSID	5061	Div.
1	Dünnes Koaxkabel ca.36cm		Div.
1	Relais SDS	TQ 2-12V	Bürklin 30G7556 oÄ.
1	TAZ-Diode 16V	1N6276 oÄ.	Div.
1	Z-Diode 2.7V	ZD 2.7	Div.
1	Schottky-Diode	BA 481	Div.
3	Dioden	1N4148	Div.
1	Transistor	BC546b	Div.
1	IC	ICL 7660	Div.
1	Festspannungsregler	MC 7808	Div.
2	"	MC 78L05	Div.
5	GaAs FET's	MGF 1302	Div.
1	"	MGF 1303	Div.
1	"	MGF 1601/1801	Div.
3	Koaxbuchsen	SMA	Div.
1	"	SMC	Div.
3	Resonatortöpfchen aus Messing		evtl.Eigenbau
1	Weißblechgehäuse	74x148x30mm	Div.
1	Teflonleiterplatte	Ultralam 2000 0,78 mm Er.2,5 2x17/35u CU.	Dirk Fischer Neuer Graben 83 4600 Dortmund 1 Tel.0231/105752



RX-Gain V=5dB/DIV. H=10MHz/DIV.



Ausgangssignal H=100MHz/DIV. H=10dB/DIV.



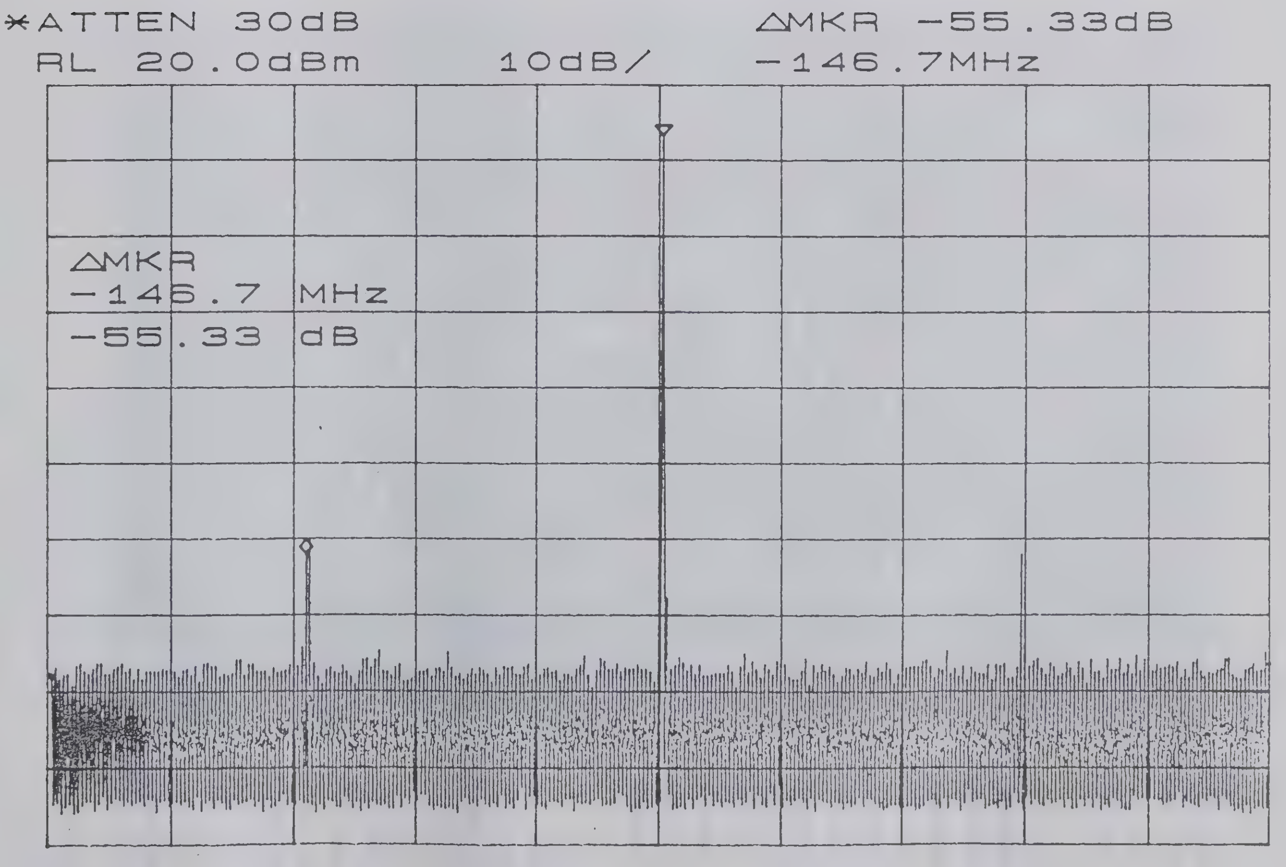
Eingangsanpassung RL-IN V=5dB/DIV. H=100MHz/DIV.

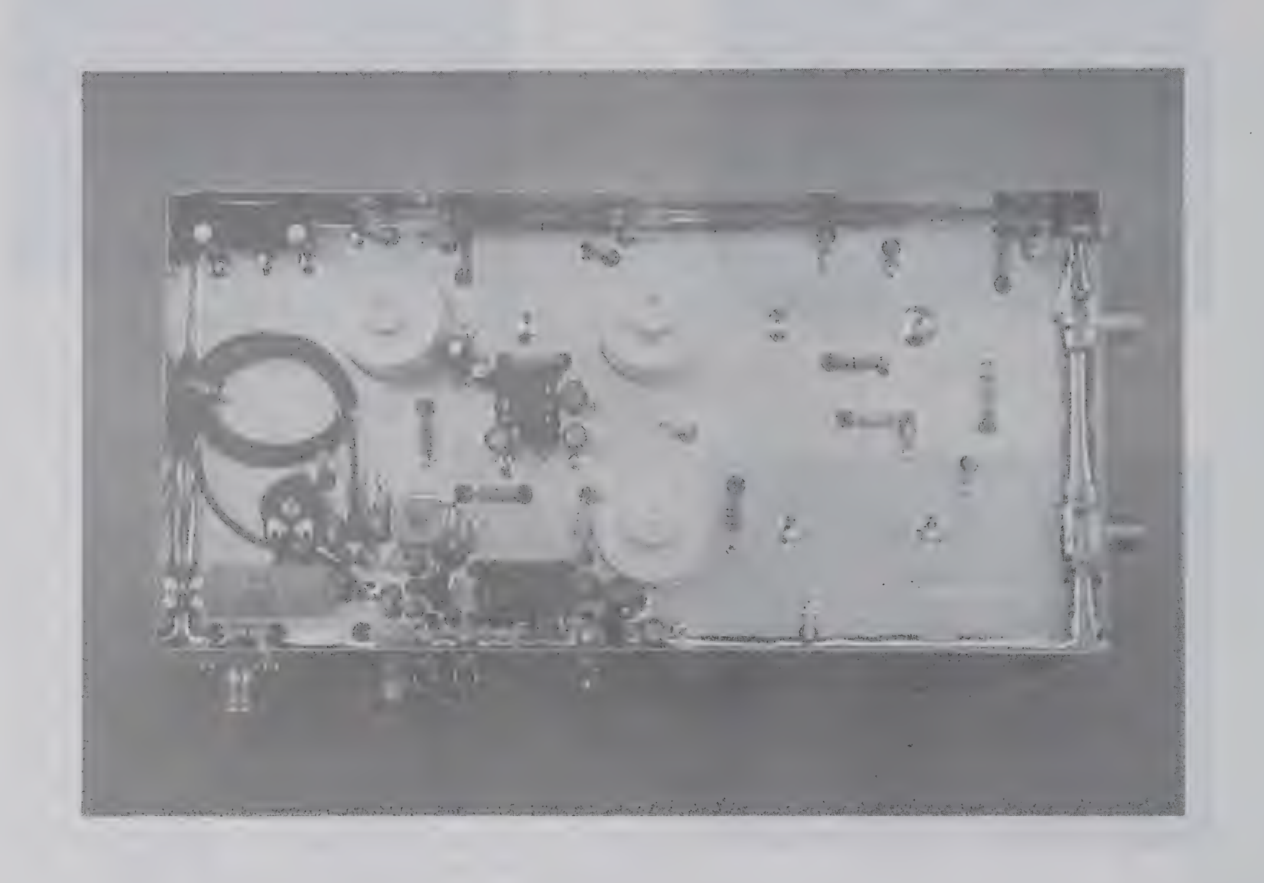
Messwerte der Prototypen

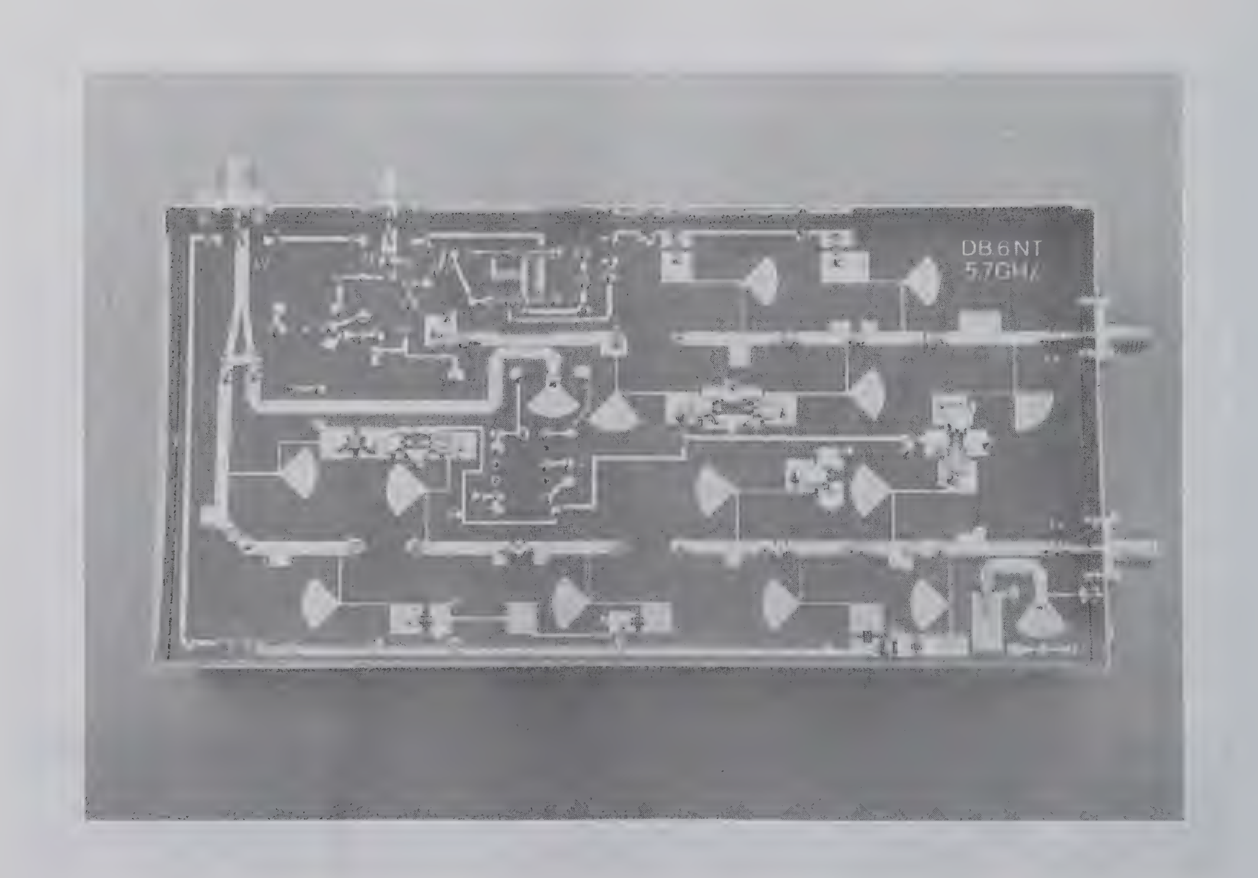
Aufbau :	A	B	C	
Output :	320	310	≥310mW	Sat.
Nebenwellen:	-42	-48	-52	dB
NF :	2.0	1.8	1.7	dB
RX-Gain :	23	24	23	dB

RX-Spiegelfrequenzunterdrückung > -45dB

Verw. Messgeräte: AIL 707 , AIL 7360
HP 346C , HP [illegible] , HP [illegible]A , HP 8620
HP 11666A , HP 11664 , HB 8755B .







DB6NT



Powerfet-Verstärker für das 9 cm-Band

Michael Kuhne, DB6NT, Birkenweg 15, D-8674 Naila 2

Aufgrund der gesunkenen Preise für Power-FET's ist der Aufbau von Leistungsverstärkern für Amateure interessant. Die hier beschriebenen Stufen mit 3,5 W bzw. 7 W Ausgangsleistung können bei geringfügigem Feinabgleich bis auf 5 W bzw. 10 W Sättigungsleistung ausgesteuert werden. Sie sind breitbandig und bieten eine echte Alternative zu den Triodenverstärkern mit der YD 1060.

Am Ausgang der Verstärker befindet sich ein Richtkoppler mit Schottkydiode, um die abgegebene Leistung an einem Drehspulinstrument jederzeit kontrollieren zu können. Die Versorgungsspannung der Stufen liegt bei + 12 V bis + 16 V (I = 1,3 bzw. 3 A). Diese wird mit Low-Drop Spannungsreglern der Serie LT 1085 auf ca. 9,5 V stabilisiert.

Der Spannungsinverter ICL 7660 versorgt die Baugruppe mit negativer Gatevorspannung. Diese wird mit einem Transistor überwacht, um bei Ausfall die + 9,5 V Drainspannung zurückzuregeln und somit den Strom zu begrenzen.

Die Teflonleiterplatte (Ultralam 2000) wird mittels M2-Schrauben auf eine ca. 5 - 6 mm starke Aluplatte montiert, die als mechanischer Träger und als Kühlkörper fungiert. Es sollte bei dem Zusammenbau etwas Silberleitlack zwischen Leiter- und Aluplatte gegeben werden, um eine gute Kontaktgabe an den Übergangsstellen (SMA u. FET's) zu ermöglichen. Diese Trägerplatte hat die gleichen Abmessungen wie die Standard-Weisblechgehäuse. Sie werden durch M2-Schrauben an den Stirnflächen miteinander verbunden. Der Spannungsregler muß isoliert montiert werden. Die Eingangsimpedanz der Transistoren ist sehr niederohmig. Deshalb sollten die Gate-Anschlußfähnchen auf kurzem Wege zur Leiterplatte geführt werden. Durch eine Verbreiterung auf 3 - 4 mm läßt sich eine deutlich höhere Verstärkung erzielen. Der HF-mäßig beste Einbau ergibt sich bei Einsenkung der Transistoren in die Aluplatte, so daß die Anschlüsse direkt auf der Leiterbahn enden. Dies läßt sich jedoch nicht mit jeder Handbohrmaschine am Küchentisch realisieren und bringt auch kaum bessere Verstärkungswerte.

Der einzustellende Ruhestrom liegt bei 0,2 - 0,3 A für den MGF 0904 und 0,8 - 1 A für den MGF 0905. Durch das Anbringen kleiner Abstimmfähnchen kann die Bauteiletoleranz ausgeglichen und somit die maximale Leistung erreicht werden.

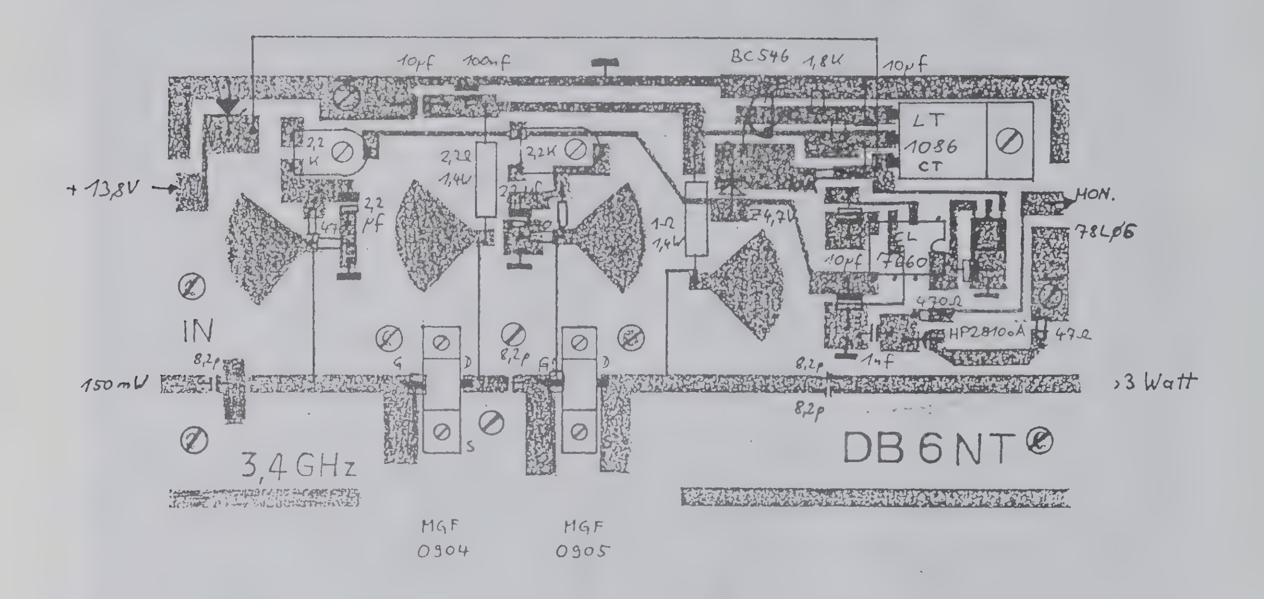
Bei dem zweistufigem Verstärker werden bei einer Ansteuerung von 150 - 180 mW sicher 3,5 W Ausgangsleistung erreicht, durch Optimierung sogar bis zu über 5 Watt!

Bei dem dreistufigem Verstärker ergeben sich bei 80 - 100 mW Steuerleistung etwa 7 Watt Ausgangsleistung. Bei dem Musteraufbau wurden über 10 Watt erreicht. Der Abgleich der Parallelendstufe sollte symetrierend erfolgen, so daß nur wenig Leistung an dem 50 Ohm-Abschuß anliegen (typisch 100 - 200 mW). Dieses ist stark von dem SWR der Antenne und der Transistoren abhängig, jedoch unkritisch.

Als Montageplatz des Bausteins eignet sich die Innenseite einer Geräterückwand auf deren Außenseite ein Kühlkörper angebracht sein sollte.

Die Schaltung arbeitet sehr stabil. Schwingneigungen wurden nicht festgestellt.

Die Leiterplatten sind bei Dirk Fischer, DH2DAE, Neuer Graben 83 in D-4600 Dortmund 1 erhältlich. Tel.: 02 31/10 57 52



3,4 GHz Verstärker

DB 6NT 9.90

+13,8V 1,3A
C1
TAZ 18V
78LØ6
ICL 7660
LT 1086 CT
BC546b
10µf 16V
270 Ω
1,8K
9,3V
−4,8V
Z 4,7
100 nf
2,2K
2,2 Ω 1,4V
300mA
1 Ω 1,4V
1A
470Ω
2,2µf
RFC
8,2p
2×8,2p
HP2810 oA
47Ω
1nf
Mon.
150 mW
> 3 Watt
MGF 0904
MGF 0905

+12...15V 3A

9,5V

1nf

-5,5V

MON.

OUT

BC 546b

7A2

10µf

ICL 7660

22µf (10µf)

Durchkontakt.

10µf

47Ω

H3 LT 1084 CP

10k

270 Ω

2,5k

78L06

22µf (10µf)

1µf

470 Ω

1n

1Ω 1,4W

Durch Kond. 10 nf

HP2810

out

2,5 K

Durchkont.

470 p

2× 8,2p

1µf

Durchkont.

2,2 Ω 1,4 W

1µf 470 Ω

3×150Ω

09 05

470 Ω

470Ω

Durch Kont.

470 Ω

50Ω

470 p

2× 8,2p

8,2p

09 05

in

8,2p

09 04

8,2p

09 05

2,5 K

100nf

470Ω

100nf

1Ω 1,4W

DB 6NT
3.4 GHz

in

1 Ω 1,4W

+1µf

470 Ω

1n

9,5V

10µf 16V

Durchkont.

-5,5V

Ø = M2 Schrauben

9cm 7 Watt PA
DB 6NT 2.91

DB 6NT 3,4 GHz PA
4.91

22µf

78LØ6

ICL7660

+ 13,8V 3A

TAZ 16V

LT1084CP

10µf + 9,5 V

270 Ω

10µf

10µf

22 µf

10K

1,8 K

BC 546 b

ZD 4,7

2,5k

-5,5V

1 µf

470Ω

470Ω

+9,5 V

10µf

100nf

1Ω 1,4W

10nf

RV

MON.

HP 2810 o.Ä.

47Ω

-5,5V

+9,5V

-5,5V

+9,5V

2,5k

10µf

2,5k

10µf

1 µf

100nf

1 µf

100nf

470 Ω

2,2Ω 1,4W

470 Ω

1Ω 1,4W

470Ω

470 Ω

3× 150Ω

470p

2× 8,2p

out.

2× MGF 0905

470p

50Ω 1W SMA

2× 8,2p

alle 10µf EL = 16V SMD

in

8,2p

8,2p

8,2p

470Ω

+9,5V

1Ω 1,4W

100nf

1µf

470Ω

1nf

10µf

-5,5V

2,5K

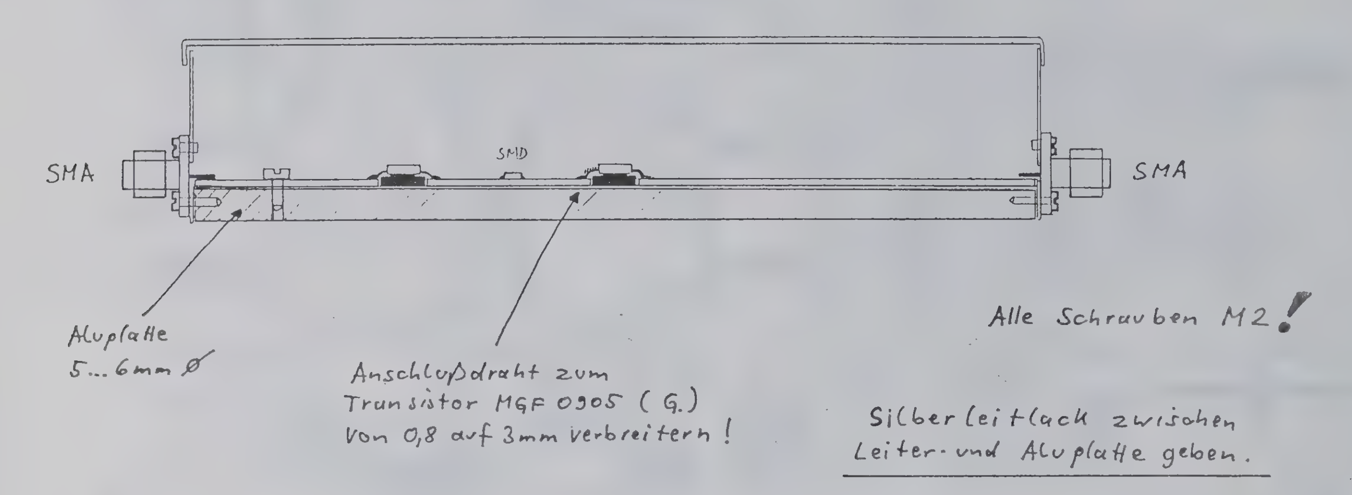
MGF 0904

MGF 0905

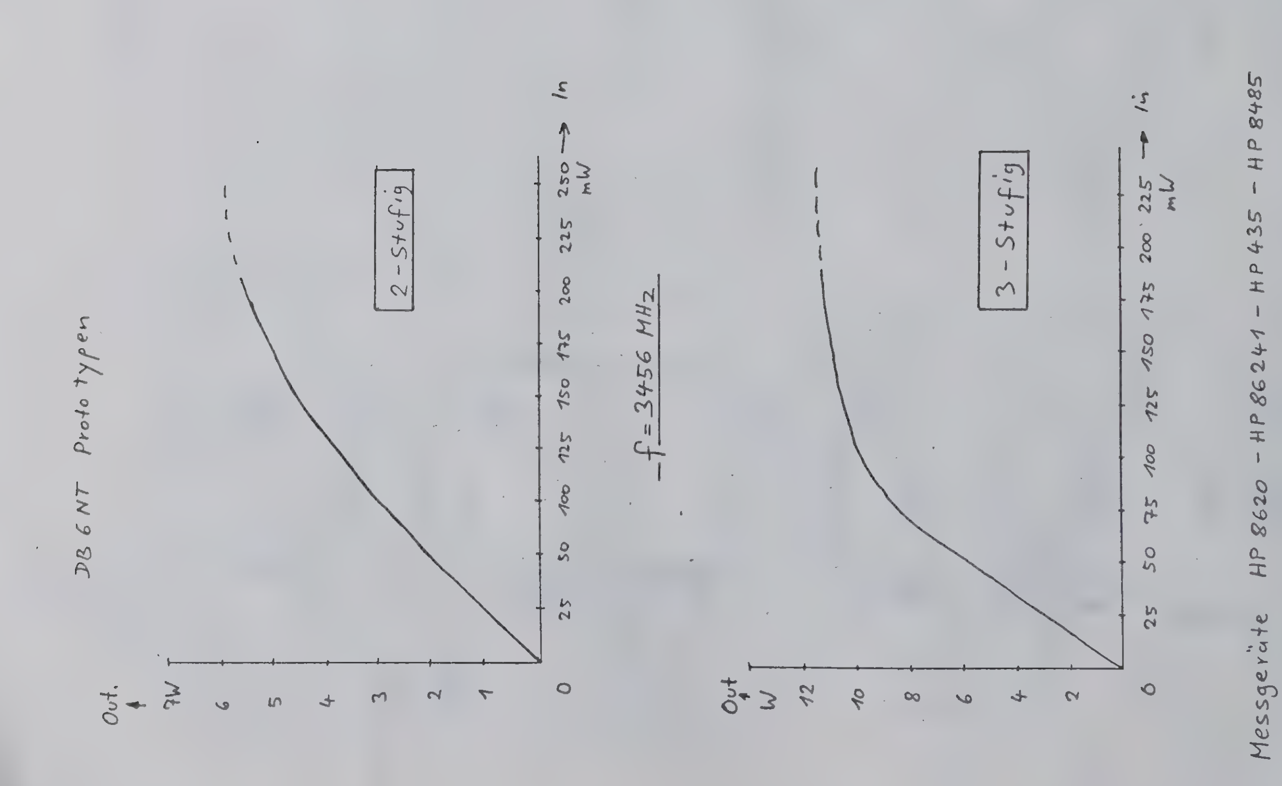
9cm. FET. PA DB 6 NT 10.90

Leiterplatte und Transistoren an den vorgezeichneten Stellen mit der Aluplatte verschrauben. (M 2 Gewinde in Aluplatte schneiden)

LT 1086 auf Glimmer!



Aluplatte auf Chassis oder Kühlkörper schrauben.



Sweepleistung 10mW in.

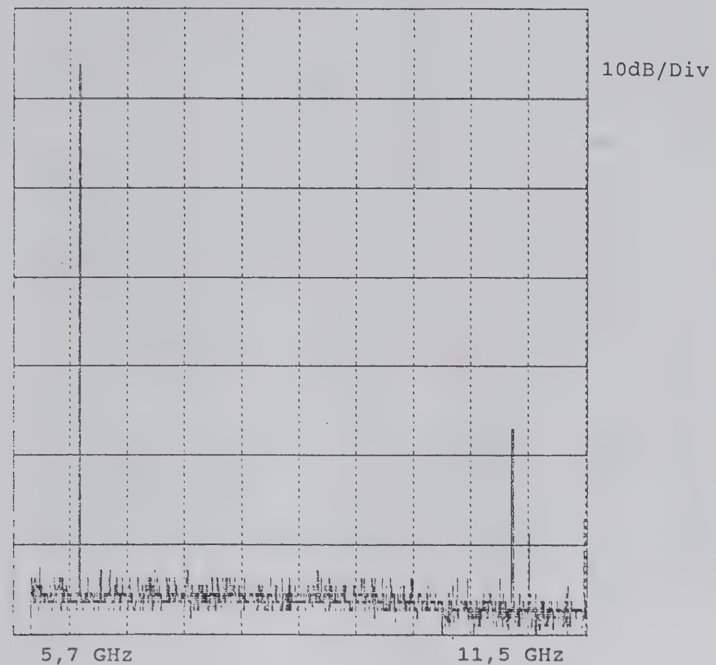
Messgeräte : HP 8620 - HP 8755 - HP 8241 - HP 11666 - HP 11664 - HP 182

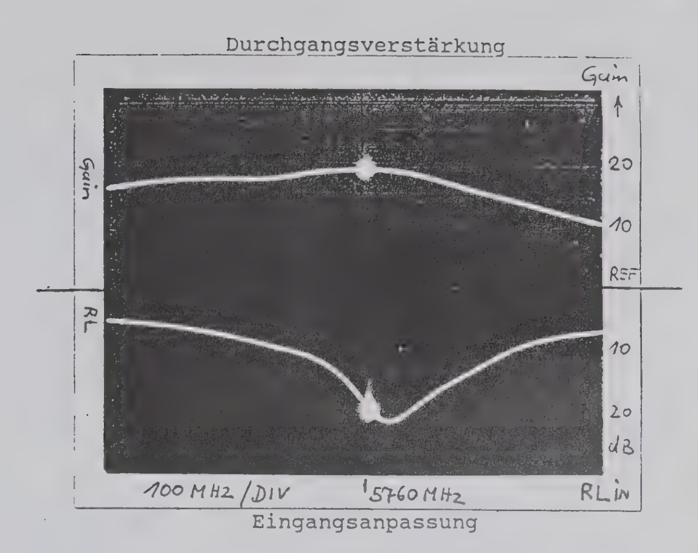
5,7 GHz - 8 Watt GaAs FET Verstärker
DB 6 NT 5.92

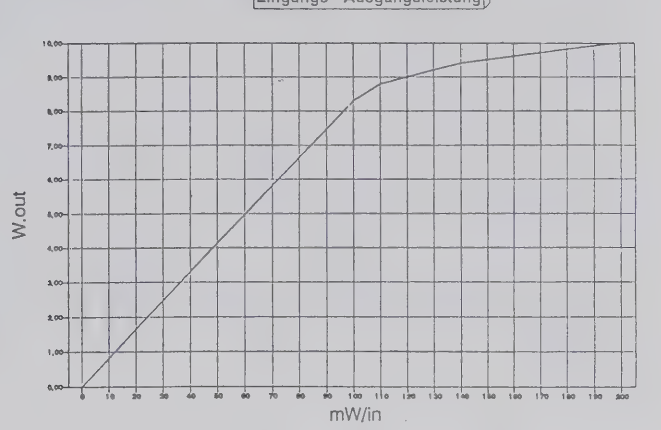
5,7 GHz - 8 Watt GaAs FET Verstärker
DB 6 NT 5.92

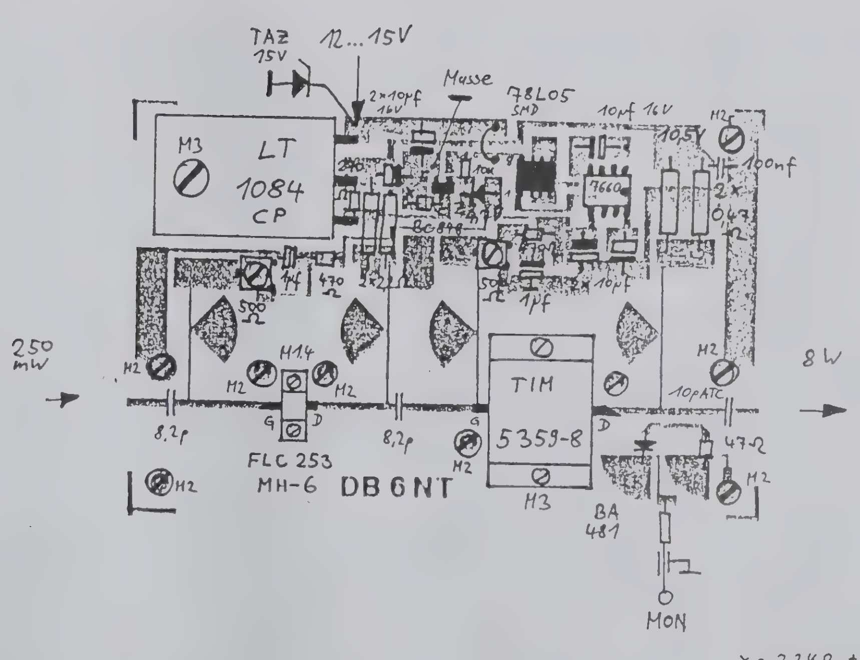
Messwerte











DB6NT 6cm Band 8 Watt PA

3.91



Günther Borchert
DF 5 FC
Blauer Kamp 48, 3200 Hildesheim

Mikrowellentechnik für Einsteiger

1. Einleitung

Dieser Beitrag soll sich mit einigen Designvorschlägen für HF-Schaltungen beschäftigen, die den Aufbau und den Abgleich der jeweiligen Komponente so einfach wie möglich machen bzw. letzteren völlig entfallen lassen. Gezeigt werden soll eine Oszillatoraufbereitung, einige Konverter- und Transverterschaltungen bis etwa 6 GHz und einige Einfälle. Der Beitrag wendet sich im Wesentlichen an den "Neuling" auf den höheren Frequenzen, der sich bisher immer durch den erheblich scheinenden Abgleich- und Mechanikaufwand abschrecken ließ. Vielleicht läßt sich auf diese Weise einmal der Selbstbau weiter fördern und bringt zum anderen weitere Amateure dazu, sich mit diesem sehr interessanten Gebiet unseres Hobbys zu beschäftigen. Der Beitrag versteht sich aber auch als Aufruf an all die Spezialisten, die in der Lage sind, leicht reproduzierbare Schaltungen mit den entsprechenden "Tools" zu ent, ihr Know-How weiterzugeben und andere teilhaben zu lassen.

2. Ideen und was sich daraus so entwickelt

Der zentrale Teil, an dem ein Teil der Ideen entwickelt werden sollen, ist eine Taktaufbereitung. Schaltungen dieser Art sind für alle weiterführenden Projekte unerläßlich, da jeder Konverter oder Transverter sie braucht. Sie enthält auf jeden Fall alle Teile, die für einen Abgleich in Frage kommen.

Damit wird auch schon die Hauptfrage aufgeworfen: welche Teile der Schaltungen brauchen denn nun eine besonders liebevolle Behandlung? Auf Anhieb fallen einem da alle Filterschaltungen ein, an denen man z.T reichlich herumdrehen kann. Dazu gehören dann aber auch die sie umgebenden Halbleiter, deren Anpassung an die Mitstreiter häufig hart erkauft werden muß. Allein diese Verbindung kann einen HF-Entwickler lange beschäftigen. Was also tun?

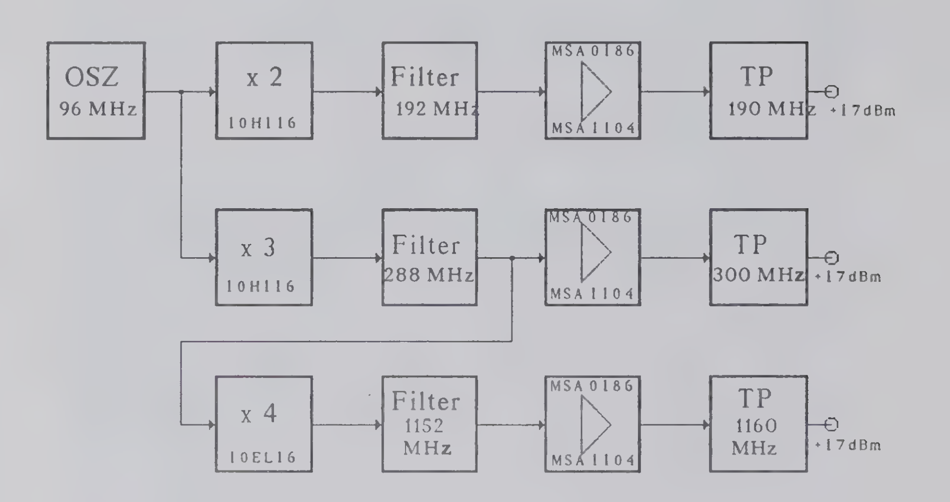
Eine Lösungsmöglichkeit ist, sich alle benötigten Komponenten fertig einzukaufen. Dies ist heute möglich, verlangt aber nach einem größeren Lotteriegewinn oder nach einem reichen Erbonkel. Wenn man Fortuna mal außen vor läßt und nach einer technischen Lösung sucht, so liegt diese in der Einschränkung und Reglementierung. Oh man, hier auch wie im richtigen Leben? kann man sich fragen. Aber halt, so schlimm ist es nicht. Es ist hier die Einschränkung auf eine "genormte" Schnittstelle zwischen einzelnen Funktionsblöcken und die Festlegung derselben auf 50 Ω gemeint. Man erhält so den Vorteil, sofort auf eine große Zahl fertig angebotener und preiswerter Teile z.B. Helicalfilter, Mischer und Breitbandverstärker (sog. MMICs) zurückgreifen zu können. Dazu wird die gesamte Schaltung in einzelne Funktionsgruppen aufgeteilt, z.B. in Vervielfacherstufen, Verstärker, Mischer, Stromversorgung etc. Ferner lassen sich auch andere Bauteile, die auf den ersten Blick gar nichts mit der Funktechnik gemeinsam zu haben scheinen, in dieses Schema einpassen.

- 1 -

Einen Nachteil hat diese Schaltungstechnik allerdings, besonders wenn man durch sie auf wirklich alle Einstellmöglichkeiten verzichten will. Es ist leider nicht möglich, aus jeder Stufe "das Letzte" herauszukitzeln. Man kommt so um viel Abgleichspaß herum und es kommt auch vor, daß man mehr Stufen braucht, um ein gewünschtes Ziel zu erreichen, dieses Ergebnis dann aber auch sicher und stabil ist. Überhaupt erlaubt erst diese Technik eine ziemlich genaue Kalkulation aller Verstärkungswerte und macht die Schaltung einem CAE-Hilfsmittel erst zugänglich. Man kann so viel Arbeit vom Experimentiertisch auf den Schreibtisch und in den Rechner verlagern. Besonders bei Empfängereingangsstufen wird man aber trotzdem Probleme haben, da z.B. minimale Rauschzahlen "von der Stange" leider nicht so einfach möglich sind (jedenfalls nicht zu einem moderaten Preis). Es kann also sein, daß die sog. Systemperformance auf dem ersten Blick etwas leidet und daß die Schaltungen eben nicht mehr "Subminiatur" sind. Ein weiteres Manko der meisten integrierten Verstärker ist ihr relativ hoher Stromverbrauch. Bei portablem Einsatz kann dies zu Einschränkungen führen.

Zurück zu unserer Taktaufbereitung. Sie besteht aus dem eigentlichen Oszillator und natürlich den Vervielfacherstufen. Der Oszillator ist quarzgesteuert und es sollte nach Möglichkeit eine Schaltung sein, die ein kleines Eigenrauschen hat und auch temperaturstabil ist. Da sowohl das Eigenrauschen wie auch die Frequenzinstabilitäten zwangsläufig in den Vervielfacherstufen mit verarbeitet werden, führt dies auf der Endfrequenz zu unbrauchbaren Signalen.

Nach so viel Einleitung soll alles weitere an der "lebenden" Schaltung geklärt werden. Nach gutem Brauch folgt nun zuerst das Blockschaltbild der Oszillatoraufbereitung. Sie wurde für einen Konverter für 70cm und 23cm entworfen, der die beiden Bänder auf 2m umsetzen soll.



Blockschaltbild LO-Baugruppe 70cm / 23cm

Bereits bei der Auswahl der Quarzfrequenz sollte man sich über den nötigen Filteraufwand bei den Vervielfacherstufen klarwerden. Prinzipiell wird immer

- 2 -

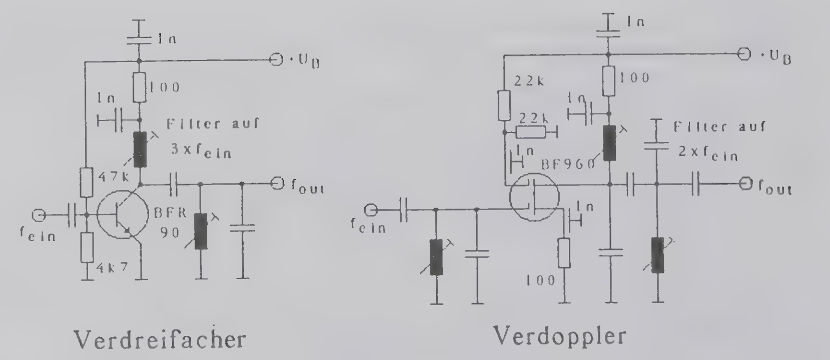
ein monofrequentes Signal am Ausgang angestrebt, denn die benutzten Mischer erzeugen später genügend Unbekannte, auch ohne weitere Mitstreiter seitens des Oszillators. Je höher dabei die Quarzfrequenz ist, umso besser werden die eingesetzten Filter die unerwünschten Harmonischen unterdrücken und es können unter Umständen einfachere Anordnungen verwendet werden.

Wir wollen hier von den "amateurüblichen" 96 MHz ausgehen (Quarze sind relativ leicht beschaffbar). Für die 70cm-Version muß der LO verdreifacht werden, man erhält dann 288 MHz. Für 23cm werden diese 288 MHz dann nochmals auf 1152 MHz vervierfacht (jeweils ZF im 2m-Band).
Soll der Oszillator auch für einen 70cm-**Sender** herhalten, ist noch ein Zwischenschritt in der Mischung erforderlich. Man hätte andernfalls sehr große Probleme mit der verdreifachten 2m-Frequenz. Diese entsteht auf jeden Fall im Mischer (der zwangsläufig nichtlinear sein muß, also auch Oberwellen erzeugt). Sie wäre eine "In-Band-Störung" und nicht durch Filter zu unterdrücken. Für diesen Zwischenschritt haben wir einen eigenen 192 MHz-Zug.

Wenn man beide Bänder mit einem Mal erschlagen möchte, ist die Stufenabfolge beim Vervielfacher vorgegeben (x 3 auf 288 MHz, dann x 4 auf 1152 MHz). Will man jedoch direkt nach 1152 MHz gelangen, kann man den nötigen Faktor x 12 entweder x 4 und x 3 oder umgekehrt durchlaufen, wobei x 4 auch noch in x 2 und x 2 aufgeteilt werden kann. Der Möglichkeiten gibt es also viele. Hier die richtige Reihenfolge auswählen, hilft wieder Filteraufwand sparen bzw. ihn optimal einzusetzen. Natürlich muß man auch die technischen Möglichkeiten berücksichtigen, im Wesentlichen welche Bauteile überhaupt verfügbar sind.

Prinzipiell empfehle ich, die größten Vervielfachungsschritte bei möglichst kleiner Frequenz zu machen. Die sich ergebenden Harmonischen und Subharmonischen müssen im folgenden Filter unterdrückt werden und bei tiefen Frequenzen ist die realisierbare Kreisgüte und damit die Selektion meistens deutlich größer. In manchen Fällen kann es aber auch besser sein, erst zu verdoppeln und dann zu verdreifachen. Dies hängt von den verfügbaren Teilen, besonders der Filter, ab oder ob der Verdoppler die Grundwelle zu unterdrücken vermag und so die Filter entlastet. Nach einer großen Zahl von Versuchen, die ich auch im QRL gemacht habe, zeigt jedoch die Erfahrung, daß die empfohlene Stufenabfolge am sichersten funktioniert. Die erste Vervielfacherstufe ist demnach ein Verdreifacher, gefolgt von zwei Verdopplern oder einem Vervierfacher.

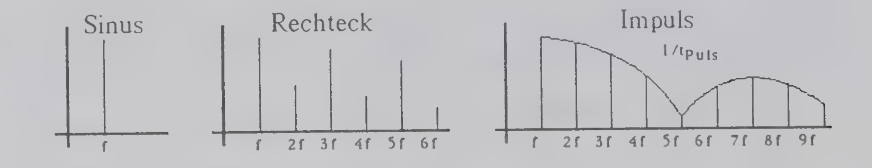
An dieser Stelle sollte man sich einmal kurz die üblichen Vervielfacherstufen vor Augen führen. Meistens arbeitet ein Transistor als "Verzerrer", erzeugt also die gewünschten Oberwellen. Je nach gewünschtem Vervielfachungsgrad wird der Stromflußwinkel so günstig wie möglich eingestellt, damit die gewünschte Harmonische besonders stark hervortritt. Dabei eignen sich FETs durch ihre mehr quadratische Kennlinie eher zu Verdopplern und bipolare Transistoren im wesentlichen für alle ungradzahligen Vervielfacher. Auf der nächsten Seite werden einige "Grundschaltungen" mit Transistoren gezeigt. Das Ausgangssignal solcher Stufen zeigt ohne Selektionsmittel ein Linienspektrum, in dem ggf. durch geschickte Vorspannungswahl die gewünschte Harmonische etwas hervorsticht. Im Zeitbereich betrachtet sieht man auf dem Schirm des Oszilloskopes eine Impulsförmige Spannung. Bei höheren Frequenzen hat sich der Einsatz von PNP-Transistoren bewährt. Die Arbeitsschwingkreise können gegen Masse arbeiten, was zu verringerten Problemen mit den Abblockmitteln führt.



Verdreifacher

Verdoppler

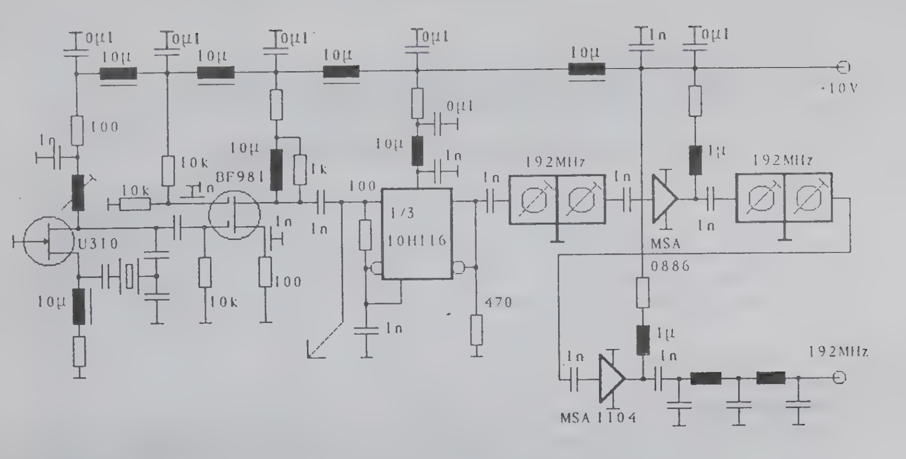
Wenn jetzt an Stelle eines Transistors ein Bauelement eingesetzt würde, das eine z. B. rechteckförmige Spannung aus dem ursprünglichen Sinus formt, so ergibt sich folgendes Spektralbild:

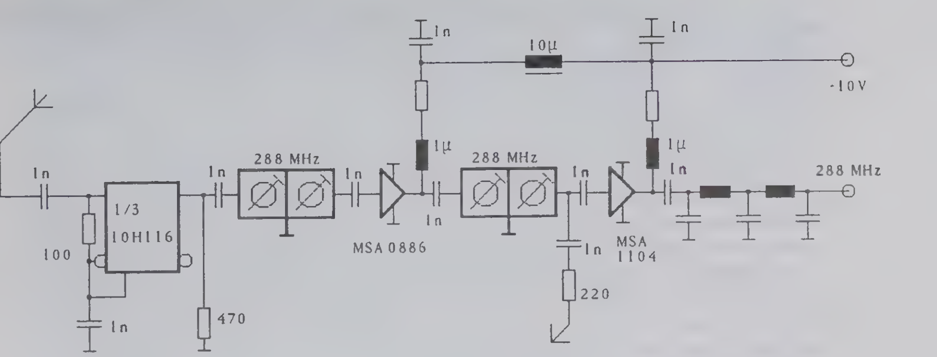


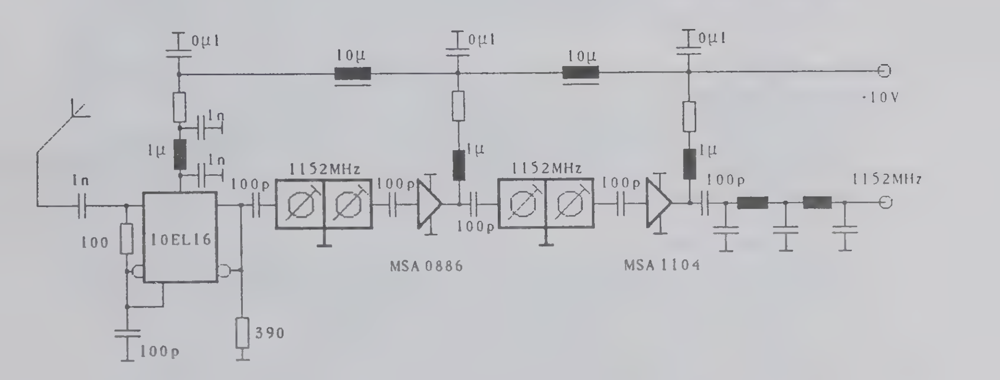
"Tolle Sache" wird mancher sagen, aber gibt es so etwas überhaupt? Die neue "schnelle" Digitaltechnik stellt solche Bausteine zur Verfügung. Es handelt sich hierbei um sog. ECL-Line-Receiver und Komparatoren. Dieses sind Gatter oder Verstärker mit relativ hoher Verstärkung, die wie ein Komparator aus einem Sinus einen Rechteck formen können. Durch die immer höher werden Taktfrequenzen in den Übertragungssystemen (2,5 Gbit/s ist zur Zeit in der Einführung, 10 Gbit/s im experimentellen Stadium) werden zwangsläufig auch die benötigten Komponenten immer preiswerter und auch verfügbarer. Wo liegt denn nun der Vorteil der Rechteckformung? Die Antwort ist im Spektralbild oben verborgen.

Die gradzahligen Vielfachen der Eingangsfrequenz sind je nach Symmetrie des Ausgangssignals bis zu 30 oder 40 dB abgesenkt. Dies entlastet ganz erheblich die erforderlichen Filter (die ggf. entsprechend weniger Selektion haben dürfen). Der "Nachteil" der Schaltung ist natürlich, daß man damit nicht gut Verdoppeln oder Vervierfachen kann. Weiter unten verrate ich noch einen Trick, wie auch dieses geht, jedoch verliert man den Vorteil, daß einige Harmonische automatisch abgeschwächt werden. Vorteilhafterweise ist die Ausgangsimpedanz dieser Gatter leicht an ein Filter mit 50Ω-Eingang anpaßbar, so daß hier keine weiteren Teile erforderlich sind. Mit entsprechenden Bauteilen lassen sich so Frequenzen bis über 2,5 GHz problemlos und abgleichfrei erzeugen.

Diese lange Erzählung sollte zeigen, daß durch etwas Überlegung viel Aufwand eingespart werden kann. Damit nun endlich auch die Ungeduldigen auf ihre Kosten kommen, folgt auf der nächsten Seite erst einmal die Schaltung des Oszillators und der Vervielfacher.







Oszillator für 70cm und 23cm Umsetzer

In der beschriebenen Schaltung wurde ein MC 10H116 von Motorola verwendet. Er ist bis etwa 100 MHz Eingangsfrequenz gut verwendbar, darüber hinaus sinkt der "Wirkungsgrad" ab. Für höhere Frequenzen ist ein ähnlicher Baustein in modernerer Schaltungstechnik besser geeignet. Der MC 10EL16 enthält nur noch einen Verstärker bzw. Komparator und ist in einem SMD-Gehäuse eingebaut. Er kann bis etwa 1,5 GHz eingesetzt werden. Für einen Meteosat-Konverter oder 13cm Konverter/Transverter ist er ebenfalls als letzte Vervielfacherstufe geeignet.

Vervielfacher für ungeradzahlige Faktoren

Vervielfacher für alle Faktoren

In der Oszillatorschaltung ist im 192 MHz-Zweig der Trick zu sehen, von dem weiter oben schon berichtet wurde. Beide Ausgänge des ECL-Gatters wurden miteinander verbunden und arbeiten auf einen gemeinsamen Arbeitswiederstand. Dieser ist bei ECL-Technik immer nötig, da die Ausgangsstufen immer einen offenen **Emitter** haben. Diese Verschaltung ist eine sog. "wired-or" Schaltung. Diese ist so nur in ECL-Technik realisierbar und bedeutet in der angegebenen Konfiguration (Q und Qn verbunden), daß immer eine logische eins ausgegeben wird. Da die Schaltgeschwindigkeit aber nicht unendlich ist sondern im ns-Bereich liegt (10EL16 im ps-Bereich), ergeben sich kurze Low-Impulse mit etwa 2ns Dauer. Diese heben ein sehr nettes Spektrum, das alle Harmonischen enthält und aus dem man sich die gewünschte Oberwelle herausfiltern kann. Prinzipiell sind hier sehr große Vervielfachungsfaktoren (besonders mit dem EL-Baustein) möglich, hier greift aber das Problem mit der endlichen Filtergüte. Dies soll auch das Stichwort sein. Nach so viel Überlegung zum Vervielfacher darf jetzt das Filter nicht weiter vernachlässigt werden. Filter an sich sind mit die wichtigsten Baugruppen in der HF-Technik. Erst sie sorgen dafür, daß aus dem Rauschen, daß wir mittlerweile alle erzeugen (HI) die gewünschten Teile für uns bereitgestellt werden. Zu diesem Thema sind schon viele Bücher geschrieben worden. Wir wollen hier aber nur relativ einfach aufzubauende Typen besprechen. Bewußt wird nicht auf aufwendige mechanische Konstruktionen eingegangen, die ohne Zweifel wesentlich bessere Güten und Selektionseigenschaften haben, aber auch fast immer eine komplett ausgerüstete Feinmechanikwerkstatt voraussetzen oder wenigsten eine gewisse Fingerfertigkeit und natürlich einen großen Berg an Meßwerkzeug. Aus vielen leidvollen Erfahrungen mit Nachbauten und Entwicklungen bin ich auch davon abgegangen, solche Filter (speziell die Spulen) ncoh selbst bauen zu lassen. Man wird seines Lebens nicht mehr froh (und die Telefonrechnungen steigen). Bei allen Schaltungen werden nur fertig gekaufte Spulen oder fertige Helicalfilter eingesetzt. Diese gibt es inzwischen für fast alle amateurgängigenFrequenzen. Als Hersteller seien hier nur Neosid oder Componex (Hersteller TOKO) genannt. Die

Preise sind zwar z.T. nicht gerade niedrig, dafür funktionieren sie aber sicher. Eine Ausnahme bei den selbsthergestellten Filtern bilden eigentlich nur die Streifenleitungsfilter. Diese werden vom Entwickler vorgeben und sind auf der Platine im Layout integriert. Einzige Bedingung ist, daß man genau das Platinenmaterial verwenden muß, daß der Entwickler angibt. Dieses geht unmittelbar in die Schaltung ein und die Platine wird in diesem Bereich zu einem Bauteil und ist nicht mehr nur Bauteil- und Leitungsträger.

Für kompaktere Aufbauten bis etwa 1500 MHz eignen sich die industriell fertig angebotenen Helicalfilter mit 50Ω Ein- und Ausgängen ganz besonders. Zwar muß man sie immer noch einstellen, da sie aber einen stark eingeschränkten Abgleichbereich haben genügt fast immer eine einfache Einstellung auf maximale Spannung am Ausgang. Diese kann mit einem Diodentastkopf problemlos erfolgen (der ggf. gleich in der Schaltung integriert sein kann). Mit diesen Filtern, den nachfolgend kurz beschriebenen MMICs und einigen neuen Mischerbausteinen lassen sich baukastenartig Konverter und Transverter bis ca. 5 GHz aufbauen. Wenn man auf äußerste Verstärkung keinen Wert legt oder nur experimentieren will, ist es durch die angepasste 50Ω - Technik sogar möglich, auf Epoxidharz zu arbeiten.

Wie schon weiter oben erwähnt, sind Streifenleitungsfilter aus gekoppelten Leitungen eine weitere sehr gut geeignete Filterart. Diese sind aber ohne entsprechende CAE- Hilfsmittel nicht in vernünftiger Zeit realisierbar. Da sie direkt auf der Platine als Streifenleitung geätzt sind, sind sie bei tiefen Frequenzen (unter etwa 1000 MHz) einfach zu groß. Die einzelnen Leitungen müssen etwa $\lambda/4$ lang sein, was bei 1 GHz auf Epoxidharz etwa 5cm lange Streifen ergibt. Ein Problem stellt hier auch schon der Verlustfaktor des Basismaterials dar. Dieser führt bei Epoxidharz zu deutlichen Übertragungsverlusten, so daß Teflonmaterial nötig wird. Da bei diesem die Dielektrizitätszahl ε_r etwa bei 2,2 liegt, werden die Leitungen noch länger. Wenn durch kluge Frequenzwahl ein großer Abstand der zu selektierenden Spektralanteile besteht, kann man manchmal mit Hoch- und Tiefpässen in Streifenleitungsausführung arbeiten. Diese zeigen sich hier nicht so anfällig. Auf jeden Fall ist einiges an Rechenarbeit zu leisten. Entsprechend ausgerüstete OMs können so aber sehr nachbausichere Schaltungen (eben für Einsteiger) erzeugen und ggf. veröffentlichen, ggf. muß ein Platinenservice oder ähnliches geschaffen werden.

Sehr gute Beispiele sind in der letzen Zeit in der QST /1/, /2/, /3/ beschrieben worden. Die veröffentlichten Vorverstärker und Transverter benötigten keinen Abgleich. Diese Beispiele hier alle anzubringen würde diesen Beitrag vollständig sprengen. Kopien sind gegen eine Kostenerstattung bei mir er- hältlich, bitte anfragen (Rückporto und Adressaufkleber bitte nicht vergessen).

Der absolute Vorteil dieser Filter ist ihre völlige Abgleichfreiheit. Ihre Durchlaßcharakteristik läßt sich nachträglich nur sehr eingeschränkt mit einem Fräser verändern, daher auch der Hinweis auf den notwendigen Rechnereinsatz (mit Programmen wie "Touchstone" oder "Super-compact" o.ä.) Im Vortrag soll eine Schaltung mit solchen Filtern vorgestellt werden.

3. Einsatz von MMICs zur Schaltungsvereinfachung

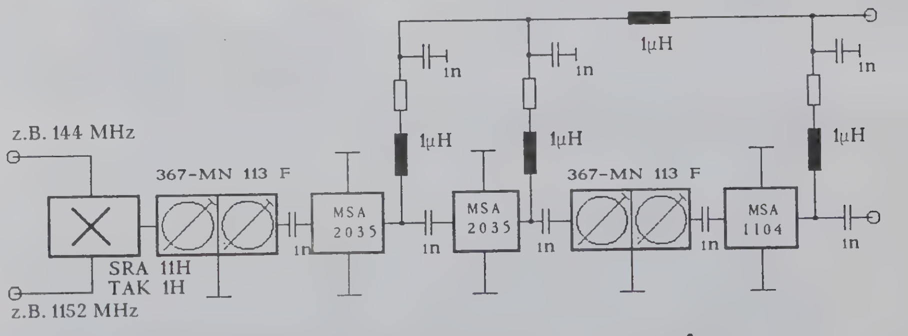
Bisher ist nur von Vervielfachern und Filtern gesprochen worden. Auf dem Markt gibt es seit einiger Zeit integrierte Verstärker in sehr kleinen Gehäusen zu sehr günstigen Preisen. Diese MMICs (Monolitic-Microwave-Integrated-Circuits) sind mit Bandbreiten bis zu 6 GHz erhältlich und können Verstärkungen bis zu 30 dB aufweisen. Sie enthalten meistens zwei oder drei Transistoren und die erforderlichen inneren Arbeitswiderstände. Die max. Ausgangsleistung ist im Bereich bis 1 GHz bis zu 23 dBm und im Frequenzbereich darüber bis zu 17dBm. Der Vorteil dieser Bauteile ist, daß sie angepasste 50 Ω Ein- und Ausgänge haben und nur noch ein einfaches R/L-Netzwerk (Widerstand zur Stromeinstellung und evtl. eine Drossel) benötigen. Sie lassen sich so auf einfachste Weise kaskadieren oder mit anderen 50 Ω - Komponenten . (z.B.Filter, Mischer) zusammenschalten. Anpassungsarbeiten können entfallen! Der Aufbau erfolgt wie bei einem Baukasten. Der Nachteil dieser Bauteile ist ihr relativ großer Stromhunger, der meiner Meinung aber völlig von der großen Nachbausicherheit aufgewogen wird. Je nach Typ und Leistung wird eine Betreibsspannung von 8V bis 10 V benötigt. Solche Verstärker sind im beschriebenen Oszillator eingesetzt. Auf allen Ausgangsfrequenzen werden etwa 17 dBm (50mW) erreicht (ausreichend für die meisten Diodenringmischer.

Für einen universellen Schaltungsentwurf sind breitbandige Mischer ebenfalls unendbehrlich. Hier sind im wesentlichen die Diodenringmischer bekannt, die sich allgemein sehr problemlos einsetzen lassen. Leider benötigen diese Mischer eine relativ große Oszillatorleistung (bis zu 27 dBm) zum vernünftigen Arbeiten, bieten dafür aber sehr gute Großsignaleigenschaften. Bei Sendemischern stellen sie z.T. die einzig mögliche Alternative dar.

Auf den nächsten beiden Bildern werden zwei Konverter beschrieben, die nur durch Änderung der Filter an die gewünschte Frequenz angepasst werden können.

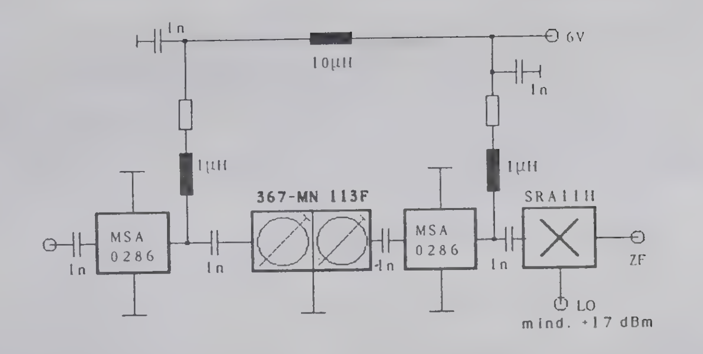
4. Sendermischer für VHF/UHF

Die erste entwickelte Baugruppe, die mit Helicalfiltern für 1290 MHz ausgerüstet ist, war der Sendemischer. Bereits im Aufbau ohne spezielles Layout arbeitete die Schaltung einwandfrei und stabil. Später wurde versucht, sie auch für die tieferen Frequenzen (70 cm) zu adaptieren, wofür nur (!!) der Austausch der Filter nötig war. Das nächste Bild zeigt die komplette Schaltung, die sich durch ein Minimum an Bauelementen auszeichnet. Der Abgleich beschränkt sich auf die beiden Filter; ein Fehlabgleich ist nahezu unmöglich, da die Filter einen stark eingeschränkten Einstellbereich haben.



Universelle Mischerschaltung bis über 1,3 GHz Ausgangsfrequenz

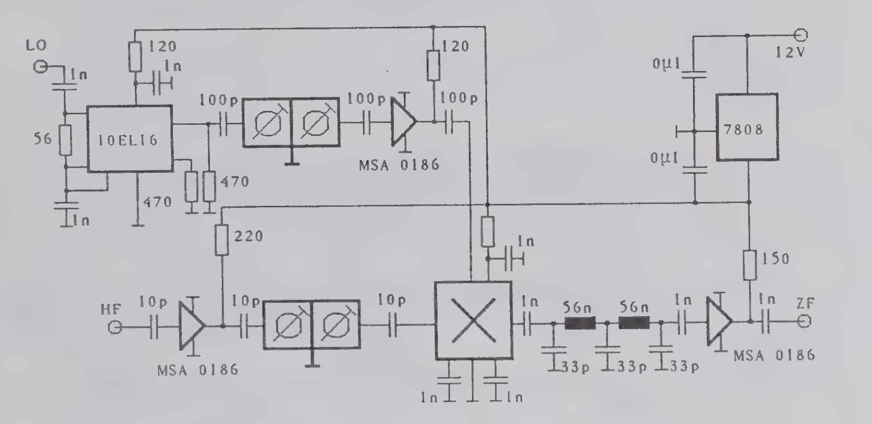
5. Empfangsmischer



23cm-Eingangsteil mit Diodenringmischer

Seit kurzem wird von Avantek ein neuer Breitbandmischer in IC-Form angeboten, der eine obere Grenzfrequenz von ca. 5 GHz hat. Der IAM 810xx hat im ZF-Ausgang und im LO-Eingang je einen Verstärker und benötigt daher nur etwa -5 dBm LO-Leistung. Die ZF kann bis über 1GHz betragen, als Betriebsspannung wird 7V verwendet. Das xx steht für die Gehäuseform. Ich verwende hier die Form 08, was ein einfaches Plastik-SMD-Gehäuse (SO 8) ist. Es gibt auch eine "professionelle" Ausführung im Keramikgehäuse, diese ist aber fast 10 x so teuer!!. Die Mischverstärkung liegt im gesamten Bereich bei etwa 8 dB.

Durch die relativ geringe LO-Leistung (-5dBm) eignet sich dieser Mischer sehr gut für "einfachere" Oszillatoraufbereitungen mit weniger Leistung. Eine komplette Mischerschaltung bzw. einen kompletten Konverterkopf incl. Verdreifacher für den LO zeigt das folgende Bild.



Breitbandmischer für Meteosat, 23cm, 13cm und mehr...

Neben dem Mischer und dem Verstärker enthält die Schaltung noch einen einen Verdreifacher mit einem 10EL16, wie er weiter oben schon beschhrieben wurde. Die Schaltung und die Platine ist so ausgelegt, daß auch die Vervielfacherversion mit den kurzgeschlossenen Ausgängen verwendet werden kann und so noch größere Vervielfachungsgrade möglich sind. Da hinter dem ECL-Baustein ein Helicalfilter mit guter Flankensteilheit folgt, sind hier wenig Nebenlinien zu erwarten. Durch die begrenzende Wirkung der Schaltung kann die Treiberleistung für den LO im Bereich zwischen -10 dBm und +6 dBm liegen. Um die Breitbandigkeit zu wahren, wurde hinter dem Mischer ein Tiefpaß angeordnet und kein Resonanzfilter. Der erste Tiefpaß soll alle durchschlagenden LO-Reste und Reste der Eingangsfrequenz vom Verstärker im ZF-Zweig fernhalten. Dieser Baustein hat eine Bandbreite von über 4 GHz und einem 1 dB-Compression-Point von +12 dBm. Eine Übersteuerung ist so sehr unwahrscheinlich. Die Durchgangsverstärkung beträgt etwa 8 dB. Der Tiefpaß hinter diesem Verstärker reduziert im Wesentlichen die Rauschbandbreite und entlastet so den angeschlossenen Empfänger. Durch diesen Verstärker kann der Konverter vom Rx abgesetzt betrieben werden, was ihn z.B. für Meteosat-Empfang interessant macht.

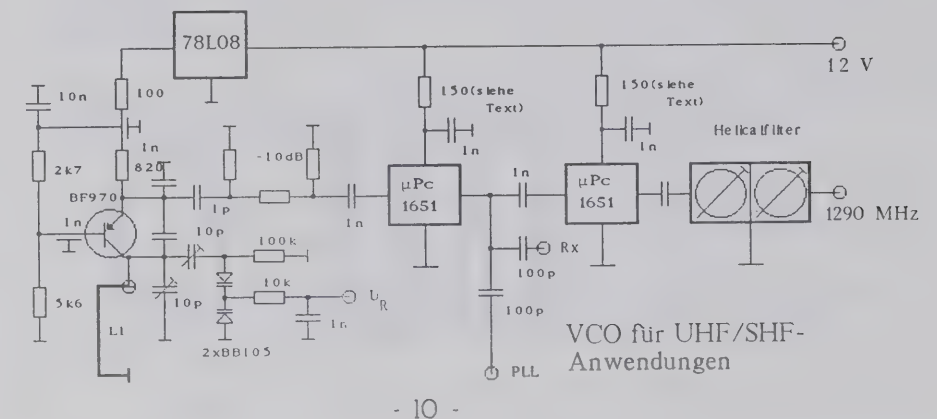
Der Verstärker hinter dem LO-Filter wird so ausgesucht, daß eine LO-Leistung von ca. 0 dBm am Mischereingang ansteht.

Im Eingang des Mischers ist ein MMIC als Verstärker eingesetzt. Damit lassen sich Rauschzahlen bis herab zu etwa 3 dB erreichen. Dies ist nicht der Stand der Empfängertechnik. Für weitere Verbesserung wird auf jeden Fall ein speziell abgeglichener GaAs-FET-Verstärker benötigt. Das gezeigte Eingangsteil benötigt aber sonst keinen Abgleich und ermöglicht so einen einfachen Betrieb auf z.B. 9cm für Versuche.

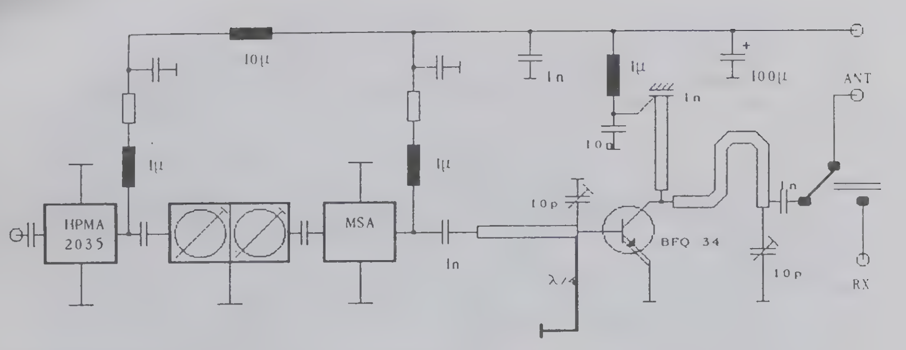
Leider läßt sich dieses Mischer-IC nicht ohne Probleme für ZF-Frequenzen über 1 GHz einsetzen, eignet sich also nicht für einen Sendemischer. Hier wird man wieder auf die bewährten Diodenmischer zurückgreifen müssen.

6. Weitere Komponenten

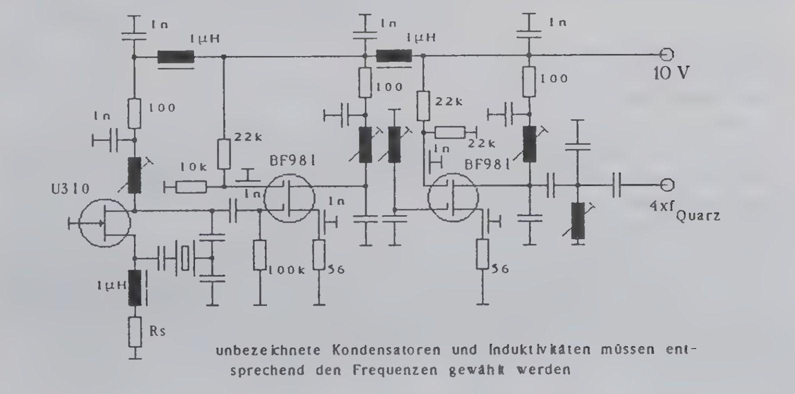
Zum Abschluß sollen bhier noch einige weitere Schaltungen gezeigt werden, die sich mit MMICs bisher bewährt haben.



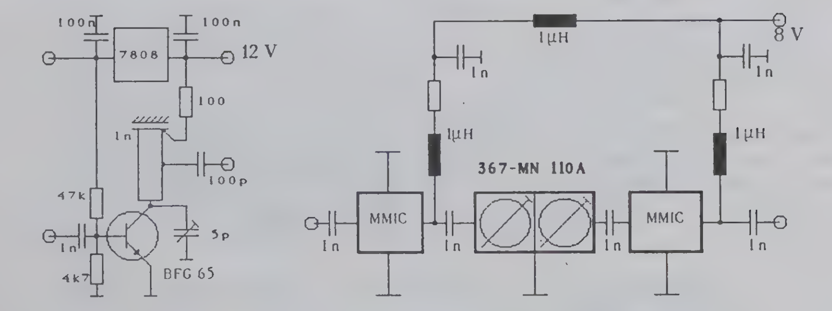
VCO für UHF/SHF-Anwendungen



23-cm-Sender (Oszillator, Verdreifacher, Endstufe)

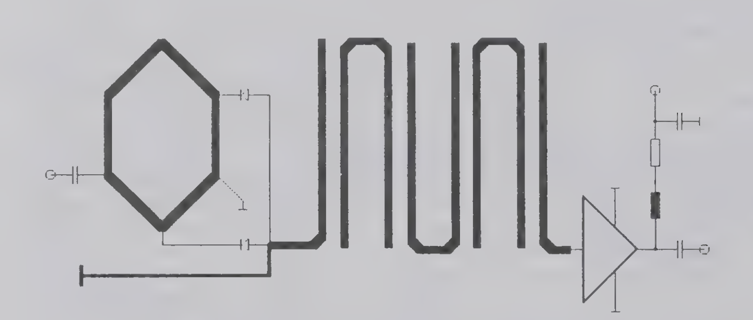


Quarzoszillator mit MOS-FET-Vervierfacher



Verdreifacherstufen mit Transistor und Streifenleitung bzw. MMIC und Helicalfilter

abgleichfreie Verdopplerschaltung bis 4 GHz



7. Zusammenfassung

In diesem Vortrag sollte gezeigt werden, wie mit neuen und scheinbar nur der professionellen Technik zugehörigen Bauteilen bekannte Schaltungen auf einfachere Weise realisiert werden können. Dabei wird zwar der Aufwand bzw. die Menge der Teile manchmal größer, die Übersichtlichkeit aber oft verbessert und der Abgleichaufwand stark minimiert. Der Preis muß sich dabei nicht zwangsläufig erhöhen. Das auf jeden Fall wichtige Erfolgserlebnis beim Nachbau stellt sich ziemlich sicher ein. Auf diese Weise können vielleicht wieder mehr OMs angeregt werden, sich auch einmal mit dieser Technik zu beschäftigen. Weiterhin sollen auch andere Spezialisten angeregt werden, ihr Know-how auf leicht verständliche und nachvollziehbare Weise darzustellen.

8. Literaturhinweise

/1/ : Ward, Al — Simple Low-Noise Microwave Preamplifiers, QST, May 1989, Seite 31 ff

/2/ : Campbell, Rick — A Single-Board Bilateral 5760 MHz Transverter QST, October 1990, Seite 32 ff

/3/ : Campbell, Rick — A Single-Board, No Tune 902 MHz Transverter QST, July 1991, Seite 25 ff

Jürgen Dahms, DC0DA, Brandbruchstr. 17, D-4600 Dortmund 30

Aufbau und Abgleich eines einfachen 24 GHz-Verstärkers nach DB6NT

- Hohlleiterstück R 220 bzw. WG 20 (18 bis 27 GHz) auf 58 mm Länge absägen und an den Enden winklig und plan feilen
- Montageplatte 44 x 22 mm aus 1,5 mm starkem Ms-Blech aussägen
- Zwei Kurzschlußschieber aus Ms anfertigen; 10,6 x 4,3 x 6 mm (oder etwas länger)
- Zwei Flansche aus 1,5 bis 3 mm starkem Ms-Blech 22 x 22 mm anfertigen
- Mit Hilfe eines kommerziellen Flansches Aussparung für HL anreißen, aussägen und mit Schlüsselfeile auf HL anpassen; vier Bohrungen anreißen und auf ϕ 3 mm aufbohren (Achtung: Abstand der Bohrungen ist parallel zur Schmalseite des HL etwas größer als der Abstand der Bohrungen parallel zur Breitseite des HL)
- Platine zuschneiden und nach Maßskizze Bohrlöcher anreißen
- Platine mit Bohrer ϕ 0,6 mm vorbohren, ebenfalls Ein- u. Ausgangsstripline zur späteren Aufnahme der Einkoppelstifte für den HL mit Bohrer ϕ 0,6 mm bohren
- Platine auf Montageplatte legen und durch die Platinenbohrlöcher die Montageplatte anreißen
- Markierungen auf der Montageplatte leicht ankörnen und mit Bohrer ϕ 1,0 mm durchbohren
- Mittellinie auf beiden HL-Seiten anreißen und Montageplatte mittig auf eine HL-Seite auflegen, so daß ca. 7 mm HL auf jeder Seite frei bleiben
- Durch die beiden Bohrlöcher der Montageplatte für die Einkoppelstifte die entsprechenden Bohrlöcher auf der HL-Mittellinie anreißen, körnen und mit Bohrer ϕ 1,0 mm die beiden Bohrungen auf dieser Seite des HL bohren (jetzt ist der spätere Sitz der Montageplatte auf der HL-Seite fixiert!)
- Auf der anderen Seite des HL Bohrlöcher für Kurzschlußschieber nach Maßskizze ankörnen und mit Bohrer ϕ 2,1 mm durchbohren und ausfeilen
- Beide Kurzschlußschieber nach Maßskizze mit M 2-Gewinde versehen (Schrauben: 2 x M 2 x 5)
- Montageplatte 8 x mit M 2-Gewinde versehen (Schrauben: 8 x M 2 x 1,5)

- Seite 2

- Für das Zusammenlöten drei Hartholzleisten (z. B. Buchenholz) anfertigen, Abmessungen ca. 20 x 20 x 60 mm
- Montageplatte auf HL auflegen und die Lage der Platte auf dem HL mittels 2 Bohrer ϕ 1 mm, die durch die Platte in den HL gesteckt werden, fixieren
- Montageplatte mit HL umdrehen und auf 2 übereinanderliegende Holzleisten auflegen
- Mittels Schraubzwinge und einer oben aufgelegten Holzleiste alles zusammenklemmen
- Mit 150 W-Lötkolben Montageplatte auf beiden Unterseiten mit dem HL verlöten (Lötzinn soll nicht in die M 2-Gewindelöcher laufen!)
- Bohrer ϕ 1,5 mm aus Montageplatte und HL herausziehen und Bohrungen für Einkoppelstifte jetzt auf ϕ 1,7 mm aufbohren (durch Montageplatte in den HL hinein)
- Flansche an die HL-Enden mit 150 W-Lötkolben anlöten; es reicht, jeweils die beiden Schmalseiten und jeweils <u>eine</u> Breitseite (die <u>ohne</u> aufliegender Montageplatte) des HL mit den Flanschen zu verlöten
- Lötfett ist bei all diesen Lötungen sehr nützlich!
- Auf der Rückseite der Platine mittels Bohrer ϕ 2 mm Kupferfläche an den Bohrungen für die Koppelstifte leicht per Hand rundherum entfernen; <u>Vorsicht</u> beim Aufdrücken und Drehen des Bohrers, ein neuer Bohrer frißt sich sehr leicht in die dünne Kupferschicht hinein - dann kann man die Platine wegwerfen!
- Mittels Skalpell rechteckige Aussparungen an den drei Transistorsitzen herausschneiden (jeweils bis an die Stripline und an die Masseflächen)
- Source-Durchkontaktierungen mittels abgeschnittenen Source-Beinchen der GaAs-FET's durchführen, überschüssiges Lötzinn - besonders an der Unterseite der Platine - mittels Entlötlitze entfernen
- Zwei Koppelstifte aus abgemanteltem Semirigkabel UT ϕ 85 (ϕ 2,2 mm) anfertigen, so daß 1,7 mm in HL hineinragen (entspricht ungef. 4,3 mm Teflonlänge)
- In Holzleiste 1,7 mm Bohrung anbringen, Stift hineinschieben, Platine auflegen, überstehendes Stiftende (welches vorher etwas spitz angefeilt wurde) abkneifen und Stift mit Leiterbahn verlöten

- Seite 3

- Unterseite Platine mit Silberleitpaste versehen (Achtung: etwa 1 mm rund um die Teflon-Stifte Platz lassen - Paste bildet sonst eventuell Kurzschluß beim Aufdrücken der Platine auf Montageplatte!)

- Beide Kurzschlußschieber in HL einschieben und festschrauben auf ca. 2,5 mm Abstand zur Mitte Koppelstiftbohrungen

- Platine vorsichtig auf Montageplatte aufschrauben

- Überprüfen, ob Kurzschluß der Koppelstifte nach Masse besteht!

- Alle M 2-Schrauben wechselseitig fest anziehen und alles im Backofen aushärten lassen, danach erneut auf Kurzschluß überprüfen (Aushärtezeit und Temperatur ist von dem Fabrikat der Silberleitpaste abhängig)

- Zwei Koppelkondensatoren aus 0,125 mm starkem doppelseitig kaschierten Teflon-Substrat herstellen (Abmessung: 1 x 1 x 0,125 mm); die meisten SMD-Chipkondensatoren von 0,47 pf o. ä. haben ein zu schlechtes Q für 24 GHz!

- GaAs-FET's einlöten (der am meisten Strom zieht in die Endstufe einsetzen! -> siehe Beilage)

- Koppelkondensatoren einlöten (s. Skizze), für die Verbindung zur Leiterbahn können die abgeschnittenen Source-Anschlußfahnen der GaAs-FET's dienen

- Übrige SMD-Bestückung vornehmen

- Lötstellen auf der Platine mit Aceton säubern

Damit ist der Aufbau beendet und der Abgleich kann beginnen!

- Für den Abgleich ist ein nebenwellenarmes 24 GHz-Signal auf der gewünschten Frequenz (z. B. 24 192 MHz) erforderlich. Unerwünschte Nebenwellen wie Spiegelfrequenz und Oszillatorfrequenz müssen mindestens um 10 dB unterdrückt sein, <u>sonst ist ein Abgleich auf der Sollfrequenz unmöglich!</u> Am besten eignet sich als Signalquelle ein Bakensender, der von 12 GHz ausgehend durch aktive Verdoppelung über HL-Auskoppelung die 24 GHz erzeugt. Die erforderliche Ausgangsleistung der Signalquelle darf 0,5 mW nicht überschreiten, sonst ist ein optimaler Abgleich auf maximale Verstärkung nicht möglich (man bedenke: der Verstärker kann je nach GaAs-FET-Typen und Abgleich zwischen 14 und 20 dB-Verstärkung liefern, die Sättigungsleistung liegt zwischen 25 und 30 mW).

- Seite 4

- Vor dem Abgleich werden beide Kurzschlußschieber auf ca. 2,2 bis 2,5 mm Abstand bis zur Mitte der Einkoppelstifte geschoben und mittels den Feststellschrauben arretiert (wenn dies nicht beim Zusammenbauen des Bausteins bereits geschehen ist).

- Nach Einspeisung der Signalquelle über HL direkt oder über HL-Übergang und Anschluß eines HL-Bolometerkopfes bzw. HF-Milliwattmeter mit HL-Meßkopf wird die Versorgungsspannung von 6 V angeschlossen. Die Stromaufnahme beträgt je nach GaAs-FET-Typen zwischen 130 und 150 mA.

- <u>In den meisten Fällen beginnt der Abgleich bei 0 dB-Verstärkung!</u>

- Mittels angefeuchtetem Zahnstocher werden die Abgleichelemente (dünne Kupferfolieplättchen -> etwaige Position siehe Beilage) auf die Stripline aufgelegt und vorsichtig hin- und hergeschoben, bis ein Optimum an Verstärkung erreicht ist. <u>Dieser Vorgang kann durchaus eine Stunde Zeit in Anspruch nehmen, da auch die optimale Größe und Länge der Plättchen zu finden ist.</u> Zwischen den einzelnen Verstärkerstufen eignen sich als Abgleichelemente sehr gut die abgeschnittenen Source-Beinchen der GaAs-FET's. Für die Ein- und Auskoppelstripline sind größere rechteckige Foliestückchen erforderlich.

- Ist überall die richtige Position gefunden, können die Plättchen vom Eingang der Platine ausgehend mit der Stripline fest verlötet werden. Hierzu wird die Stripline vorher kurz verzinnt, das Plättchen erneut aufgelegt, positioniert und mittels Zahnstocher in der Position festgehalten. Mit der SMD-Lötkolbenspitze wird jetzt auf das Plättchen gedrückt, so daß eine Zinnaufnahme von der Leiterbahn her erfolgt. Die Plättchen dürfen aus diesem Grund nicht oxidiert sein, am besten eignen sich die vergoldeten Restfahnen von Transistoren. Ein "sattes" Verlöten ist nicht möglich, das macht einen erneuten Abgleich erforderlich (durch Lötzinnbuckel und dergleichen)!

- Nach Beendigung des Abgleichs können die beiden Kurzschlußschieber in ihrer Position optimiert und ggf. die Versorgungsspannung auf 8 V erhöht werden. Es sind dadurch ca. 2 dB mehr an Verstärkung zu erzielen, wenn man sich nicht schon bereits im Sättigungsbereich der erzielbaren Ausgangsleistung befindet.

- Grundsätzlich kann ausgesagt werden: Der Abgleich erfordert sehr viel Geduld und Zeit, die Mühe lohnt sich dennoch, denn auf 24 GHz mit 3 preiswerten und robusten MGF 1303 fast 20 dB-Verstärkung und fast 30 mW-Ausgangsleistung zu erzielen, spricht für sich.

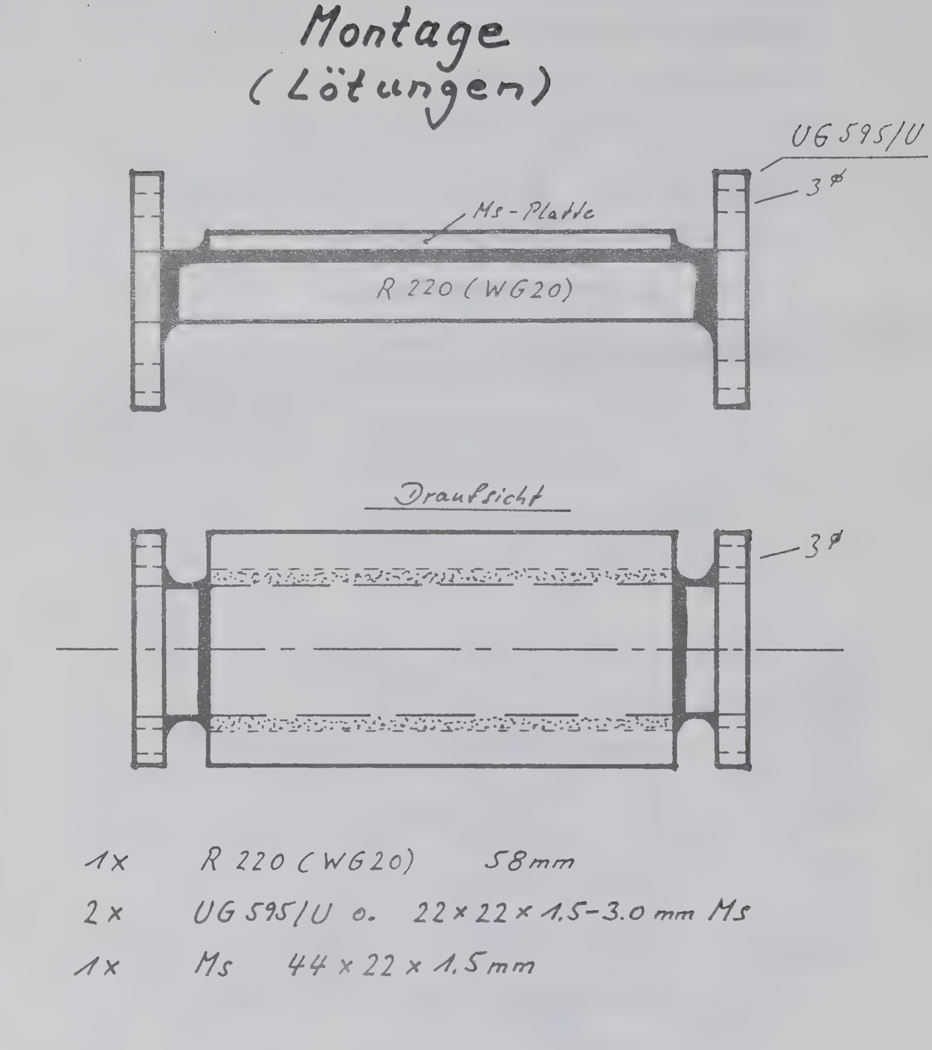
- Seite 5

Ein Trost meinerseits: Mein erster Verstärker dieser Machart erbrachte nur 10 dB-Verstärkung, der zweite lag bei 14 dB-, der dritte bei immerhin schon 19 dB-Verstärkung.

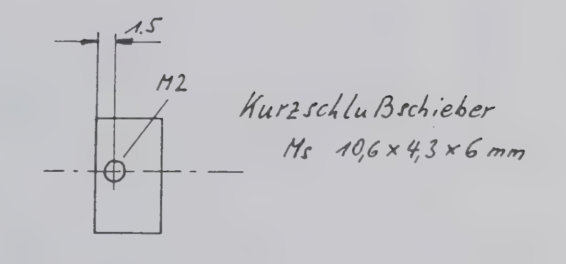
- Schlußbemerkung: Das Layout von DB6NT ist so gestaltet, daß in die erste Stufe ein HEMT eingesetzt werden kann (z. B. bei Verwendung als rauscharmer Vorverstärker, ca. 5 dB-Eingangsrauschzahl) - die negative regelbare Gate-Spannung wird auf der Platine erzeugt (SMD-ICL 7660 und SMD-Poti). Bewährt hat sich bei mir der Siemens-Typ CFY 65-14. Die beiden Befestigungsschrauben am Eingang der Platine müssen dann natürlich entfallen.

Besonderer Dank gilt Michael Kuhne, DB6NT, der erst durch seine Entwicklungsarbeiten und Musteraufbauten einfache Wege aufzeigte, im 24 GHz-Amateurfunkband Transverter zu realisieren. Diese einfache Baubeschreibung stützt sich ausschließlich auf Veröffentlichungen von DB6NT und meinen Erfahrungen.

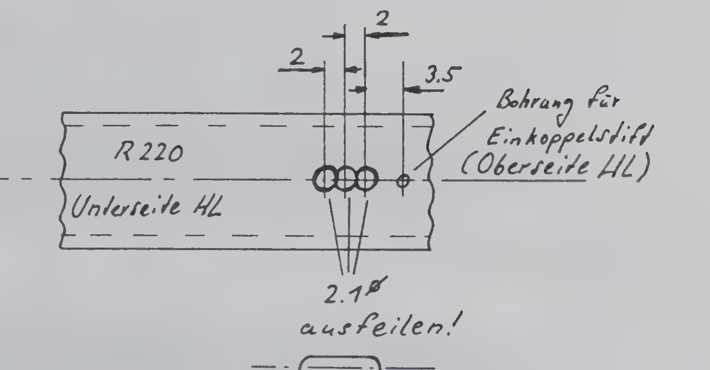
vy 73 + 55!
DCØDA
Jürgen Dahms
Febr. 1992



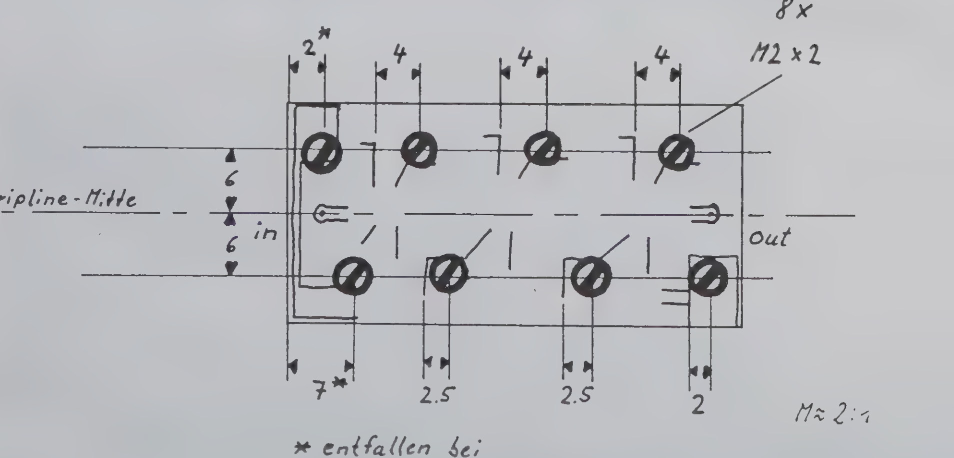
Bohrhilfen



Kurzschlußschieber
Ms 10,6 x 4,3 x 6 mm



Anreiß-Schablone Platine



M ≈ 2:1

* entfallen bei
Einsatz eines HEMT

dc⌀da
2/92

24 GHz-HL-Übergang auf SMA

(einfache u. platzsparende Version)

M ≈ 2:1

normale!
SMA-Flansch-Buchse mit Vierlochflansch

4 x M2

Flansch 22 x 22 x 3 mm

2.8 mm

Kurzschlußschieber mit M2-Gew.

HL R220 (WG20) ca. 20mm lang

3.5*

1.5

3mm⌀-Bohrung in HL ohne! Teflonfüllung

M2 Feststellschr. für Kurzschluß-schieber

Langloch (2 x 2.1mm⌀, ausfeilen)

2.2 - 2.5 mm Abstand zur SMA-Stiftmitte

* erste Bohrung für Langloch
Abstand 3.5 mm zum SMA-Stift
(Mitte Stift – Mitte Bohrung)
zweite Bohrung dito
Abstand 5.5 mm zum SMA-Stift

PS.: Durch die 3mm-Bohrung im HL und die SMA-Stifteinkopplung (Stift: 1.3mm⌀) bleibt das 50 Ω-System erhalten und es können normale SMA-Flanschbuchsen verwendet werden! Diese Methode ist bereits mehrmals erfolgreich bei DB6NT für seine Aufbauten (auch z.B. bei Ein- u. Auskopplung von Verstärkern in Koaxialtechnik) auf 24 GHz erprobt worden.

dc⌀da, 2/92

Signalgenerator für 24 GHz
(Bakensender)

Q = 126 MHz

DB6NT-LO für 24 u. 47 GHz
DUBUS 4/1990
u. Tagungsband UKW-Tagung Weinheim Sept. 1990, Seite 176

12 096 MHz
> 10 mW

SMA-Flanschbuchse

Ms-Platte mit Platine

Kurzschlußschieber

M ≈ 1:1

Einkopplung Platine in HL

R 220

UG 595/U

24 192 MHz
≈ 10 mW

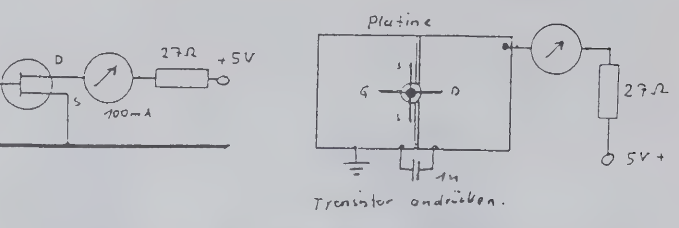
Dopplerplatine

DB6NT 12/24 GHz

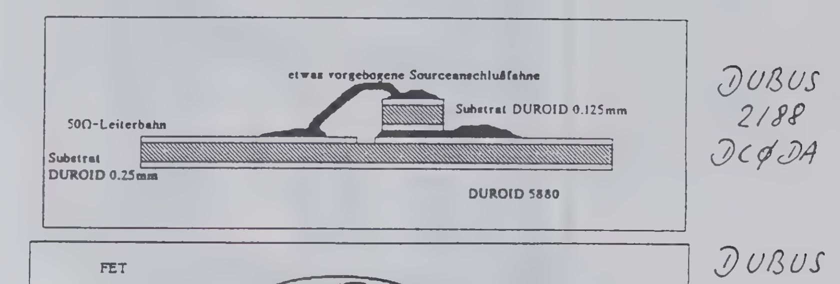
Tagungsband UKW-Tagung Weinheim Sept. 1990, Seite 190

Auszüge aus Veröffentlichungen von DB6NT u. DC0DA

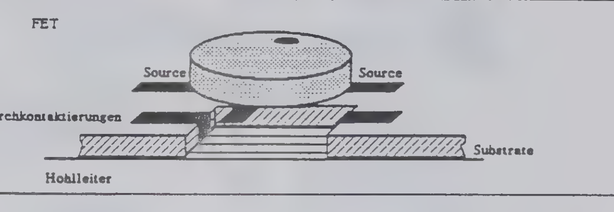
(GaAs-FET DC-Test, selbstangefertigter Koppelkondensator, Source-Durchkontaktierung - Einbau GaAs-FET)



DUBUS 1/88
DB6NT



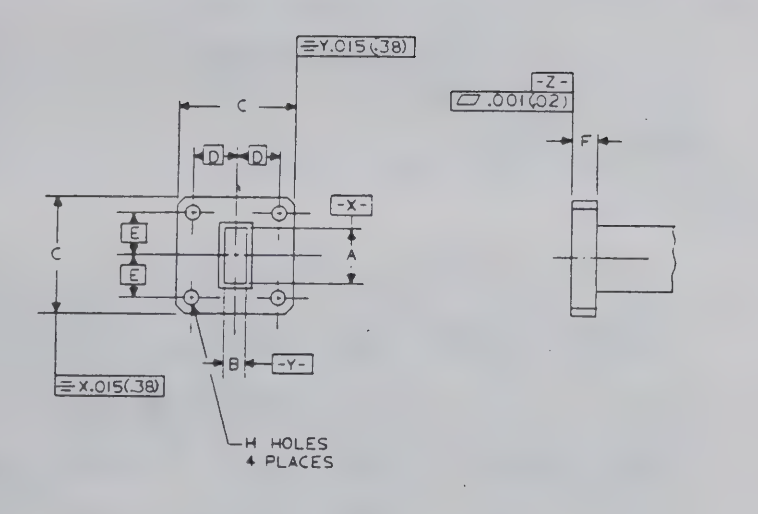
DUBUS 2/88
DC0DA



DUBUS 1/88
DB6NT

Cover Flanges (Ku-Band to U-Band)

TRG BAND	FREQ RANGE GHZ	MIL PART NUMBER M3922/54-4	TRG FLANGE DESIGNATION	A ±.0015 (.04)	B ±.0015 (.04)	C	D BSC	E BSC	F	H
K	18.0 26.5	/001	UG 595/U	.4200 (10.67)	.1700 (4.32)	.875 ±.015 (22.22)(.38)	.335 (8.51)	.320 (8.13)	.188 ±.015 (4.78)(.38)	.116 +.002 −.000 (2.95)(.05)
A	26.5 40.0	/003	UG 599/U	.2800 (7.11)	.1400 (3.56)	.750 ±.005 (19.05)(.13)	.265 (6.73)	.250 (6.35)	.187 ±.005 (4.75)(.38)	.116 +.002 −.000 (2.95)(.05)
B	33.0 50.0	N/A	TRG 719	.2240 (5.69)	.1120 (2.84)	↕	↕	↕	↕	.116 +.002 −.000 (2.95)(.05)
B	33.0 50.0	N/A	TRG 719T	.2240 (5.69)	.1120 (2.84)	↕	↕	↕	↕	.112-40 UNC-2B
U	40.0 60.0	N/A	TRG 720	.1880 (4.78)	.0940 (2.39)	↕	↕	↕	↕	.116 +.002 −.000 (2.95)(.05)
U	40.0 60.0	N/A	TRG 720T	.1880 (4.78)	.0940 (2.39)	.750 ±.005 (19.05)(1.3)	.265 (6.73)	.250 (6.35)	.187 ±.005 (4.75)(.38)	.112-40 UNC-2B

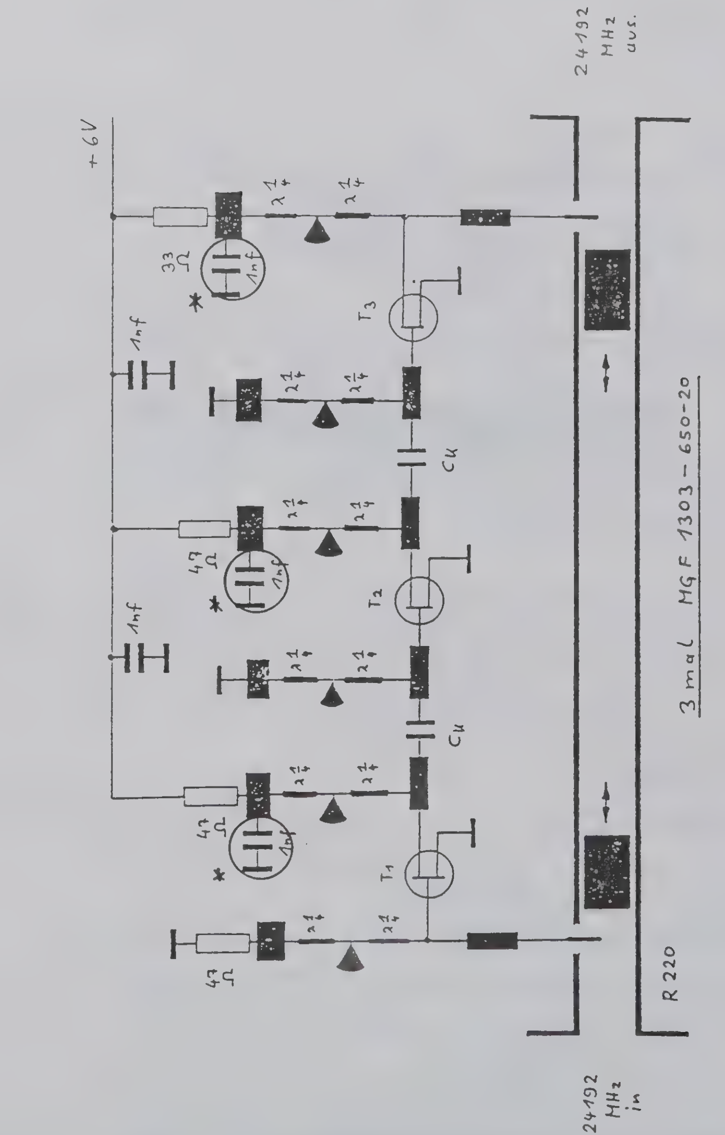


NOTE
METRIC EQUIVALENTS ARE IN PARENTHESES (MM)

Originalunterlagen von DB6NT (1. Version)

24 GHz GaAs Verstärker

DB 6 NT 12.87

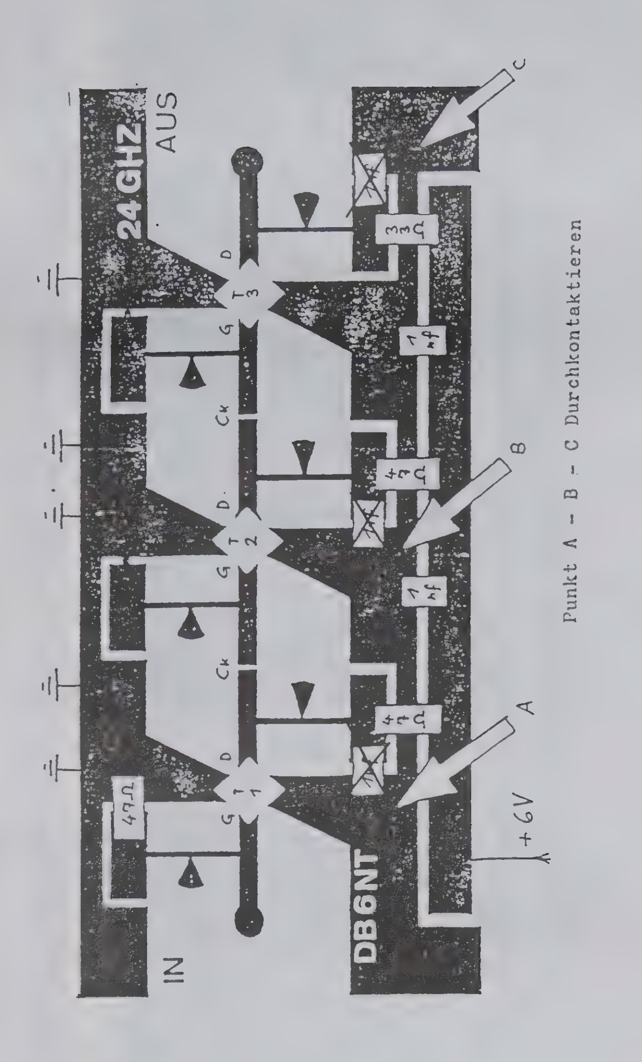


* *Die 1nf- Abblockkondensatoren von den Draindrosseln nach Masse sollen weggelassen werden.*

Originalunterlagen von DB6NT (1. Version)

Bestückungsplan 24 GHz Verstärker

DB 6 NT 12.87

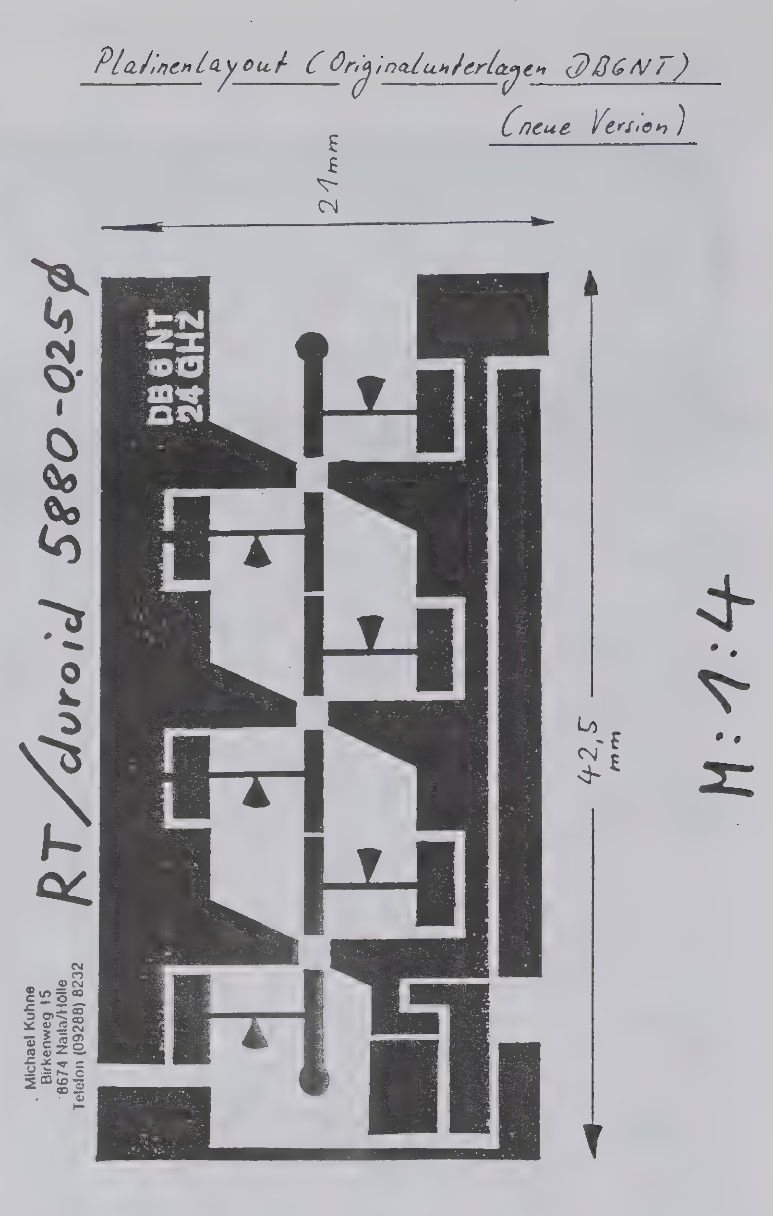


Punkt A - B - C Durchkontaktieren

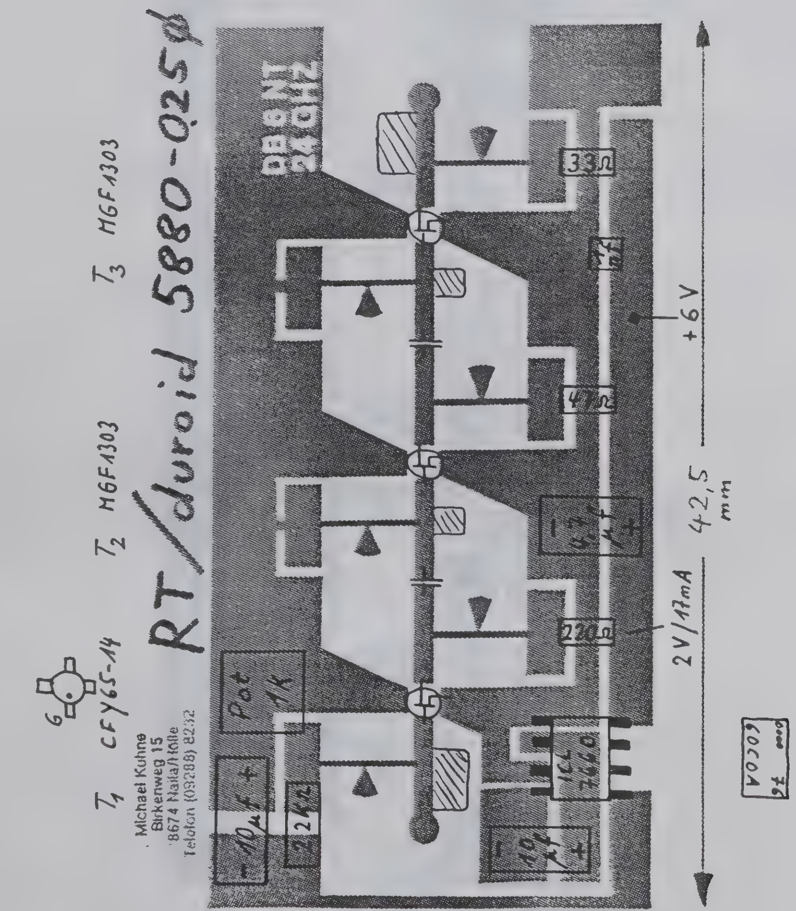
Die drei Abblockkondensatoren (1nF) von den Draindrosseln nach Masse fallen weg.

Platinenlayout (Originalunterlagen DB6NT)

(neue Version)



Bestückungsplan (mit HEMT-Vorstufe)
nach DB6NT
(neue Version)



Bei Einsatz von MGF1303 in 1. Stufe Bestückung T_1 wie bei T_2, Gate über 47Ω an Masse (siehe Bestückungsplan von DB6NT 12.87 für 1. Version)

dc0da 2/92

Einfache Messung mit Bolometer bei: DC0DA

$U_B = 6V$ $\quad P_{in} = 0{,}5mW \quad P_{out} = 17mW$

$V_p \approx 15dB$

$I_R = 145mA, \; I_A = 136mA$

$U_B = 8V$ $\quad P_{out} = 25mW$

$V_p \approx 17dB$

$I_R = 164mA, \; I_A = 161mA$

$T_1 = 5{,}08V \quad I_R = 49.5mA \quad I_A = 49.4mA$

$T_2 = 5{,}04V \quad I_R = 49.8mA \quad I_A = 49.4mA$

$T_3 = 5{,}49V \quad I_R = 57{,}6mA \quad I_A = 54{,}8mA$

maximale Verlustleistung MGF1303 = 300mW,
somit wird T_3 im Grenzbereich betrieben!

Exakte Messungen bei: DB6NT im Labor

Freq.: 24 192 MHz $\quad$ Bandbr.: > 300 MHz

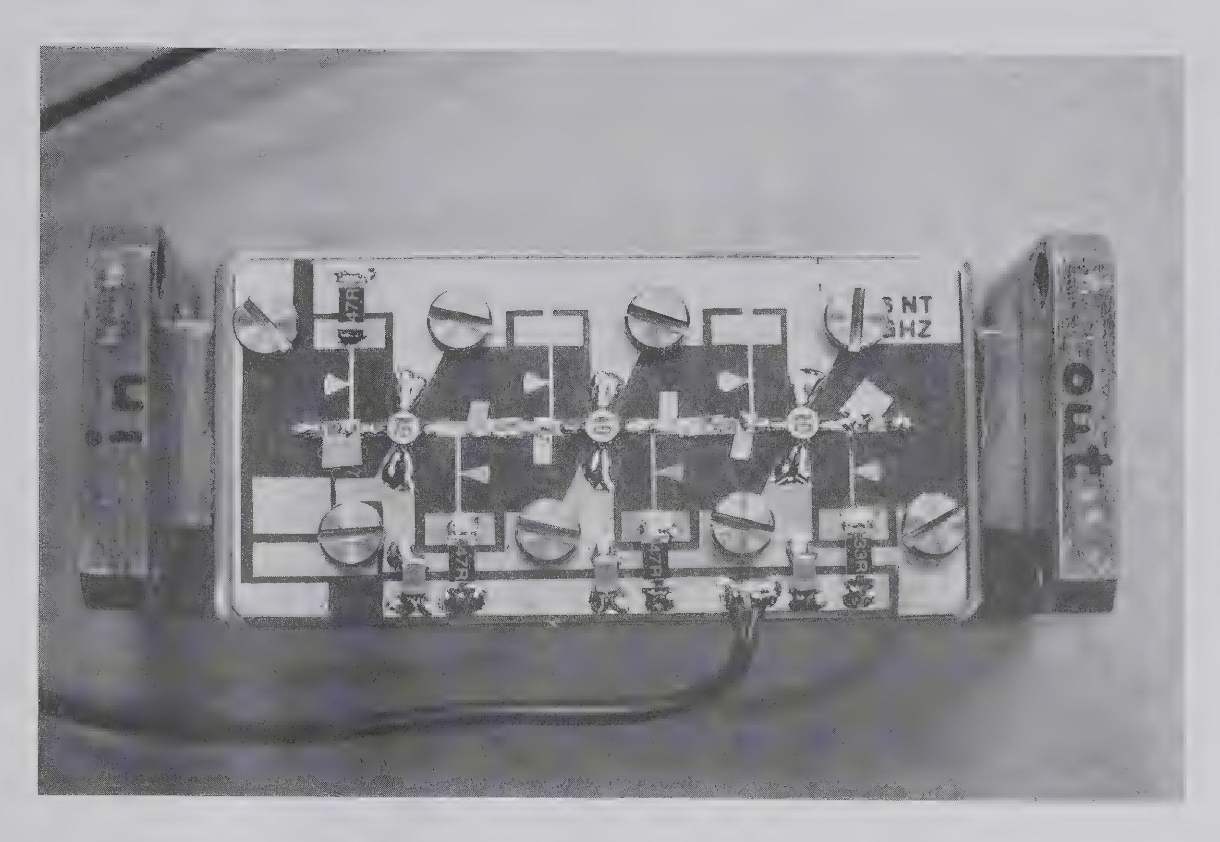
NF: 6V = 9,2dB

Gain Opt.: 19dB (6V)

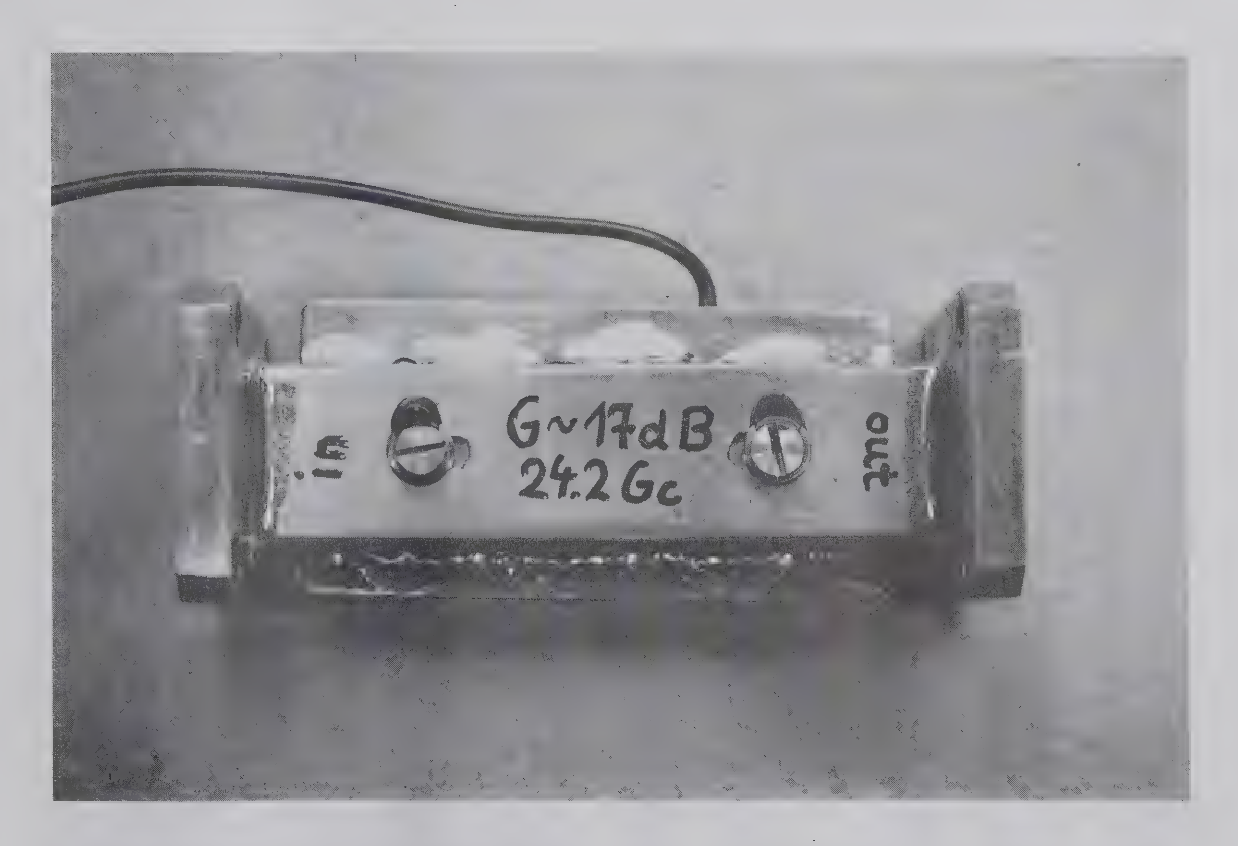
Power Sat.: 6V = 26mW
8V = 32mW

V DC: 8V $\quad$ I: 150mA

laut Meßprotokoll v. DB6NT, 23.02.92



aufgeschraubte Verstärkerplatine auf Hohlleiterstück



Hohlleiterverstärker mit Anschlußflanschen und justierten Kurzschlußschiebern



High Performance 47 GHz Transverter mit 50 mW Ausgangsleistung

von E. Zimmermann HB9 MIN CH-4585 Biezwil

Nach der Freude am gelungenen 86 km QSO auf 47 GHz (Gunnosc. und Breitband FM) setze mich ein Jahr später folgende Nachricht in grosses Erstaunen: WA 3 RMX hat mit seinem 47 GHz SSB Transverter und einem 5 mW TWT Verstärker, 105 km überbrückt: Weltrekord! Mein Ziel war es nun, eine DX-fähige Station mit beseren Daten zu entwickeln. Das dies gelungen ist, zeigen die Verbindungen über mehr als 100 km Distanz.

In diesem Vortrag möchte ich von der Arbeit, den Erfahrungen sowie den Feldversuchen berichten. Lichtbilder und eine Demonstration des neuen Modulationsverfahren runden den Vortrag ab. Detailveröffentlichungen folgen aus Zeitgründen später in der DUBUS.

Techn. Anforderungen, Schaltungskonzept

In diesem Abschnitt werden die geforderten elektr. Daten, deren Konsequenzen sowie die dadurch notwendig gewordene Entwicklung eines neuen SSB Modulationsverfahrens dargestellt. Fast alle Daten und Fakten mussten mit Versuchsaufbauten verifiziert werden.

- Rauschzahl = 10 dB

  → Keine Subharmonische Mischer

  → MMIC-Verstärker mit 2 dB NF gibt es, aber nicht für Amateure

  → Versuche mit PM-HEMT Verstärker.

  → NF ≤ 10 dB erreicht man mit Rat-race-Mischer (GaAs Dioden)

  → daraus ergibt sich: min 7 dBm LO Leistung auf 46 GHz.

- LO Leistung > 7 dBm

  → 23-46 GHz Diodenverdoppler haben 12 dB Verlust. Eigenbau?

  → ein 23 GHz 100 mW Verstärker ist dazu erforderlich.

  → Entwicklung eines 23-46 GHz GaAs Fet-Verdopplers mit 7 dB Conversion Loss.

- Sendeleistung > 10 dBm

  → Verstärker MMIC gibt es, z.B. 35 GHz: Po 1W 10 dB Gain, 60 GHz: Po 250 mW 13 dB Gain, wer schenkt mir welche?

  → mit LowNoise PM-HEMT ist nur ca. 1 mW möglich.

  → Injection Locking Amplifier: 100 mW möglich. Nicht SSB tauglich!

  → Dioden, Varaktoren oder GaAs Fet-Verdoppler Po 7...17 dBm. Nicht SSB tauglich!

  → Man erinnere sich: Hüllkurvenelimination und Restauration von DL3WR, PLL-SSB von PAø xxx (Dubus).

- Hüllkurveneliminations- und Restaurationsverfahren und PLL-SSB sind nicht geeignet

  → schlechte Modulationsqualität

  → Lockout-Effekte beim µW PLL

  → Amplituden-Restauration ist bei Verdopplern und Vervielfachern nicht möglich

daraus folgt, dass ein neues SSB Modulationsverfahren gesucht werden muss, um das Ziel von > 10 dBm Ausgangsleistung zu erreichen.

CASM <u>C</u>onstant <u>A</u>mplitude <u>S</u>ingle Side Band-<u>M</u>odulation

Mit erheblichem Aufwand wurde in monatelanger Arbeit ein neues Modulationsverfahren entwickelt und erprobt, bei welchem die Nachteile von PLL-SSB nicht vorhanden sind.

Vorteile:

→ sehr gute Sprachqualität, von SSB kaum zu unterscheiden.

→ hoher Modulationsgrad, Vorteil bei schwachen Signalen!

→ Empfangsseitig kompatibel zu SSB

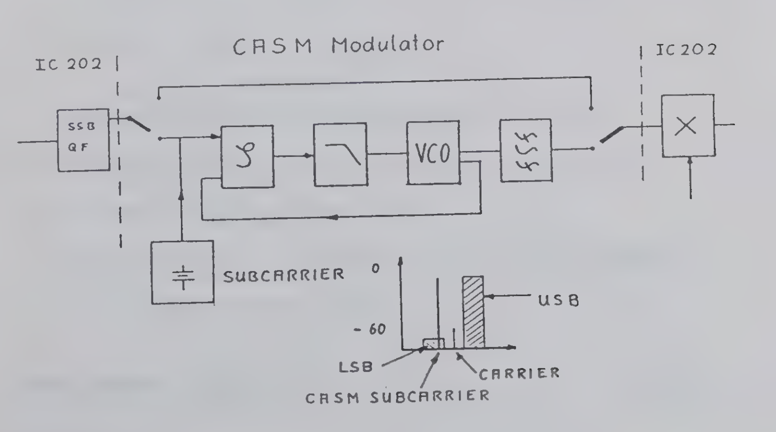
→ keine Lockout-Effekte bei µW PLL's

→ kann in Klasse C vertärkt werden.

→ kann in Injektion-Locking-Amplifier verstärkt werden.

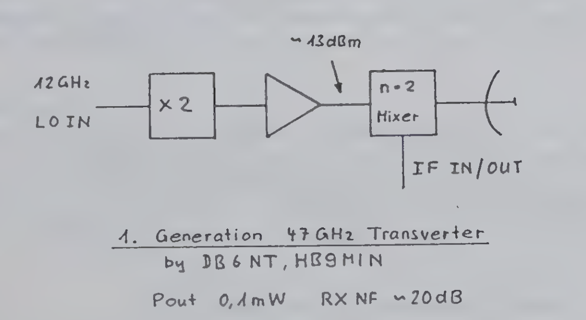
→ kann vervielfacht werden

Das USB-Signal gelangt vom Quarzfilter, pegelrichtig zusammen mit dem Subcarrier in den PLL -Modulator. Am Ausgang steht dadurch ein Amplitudenkonstantes SSB-Signal zur Verfügung. Das konventionell weiterverarbeitet werden kann. Der CASM-Modulator wurde erfolgreich in ein IC202 und ein FT 290 eingebaut.



47 GHz Transverter der 1. Generation

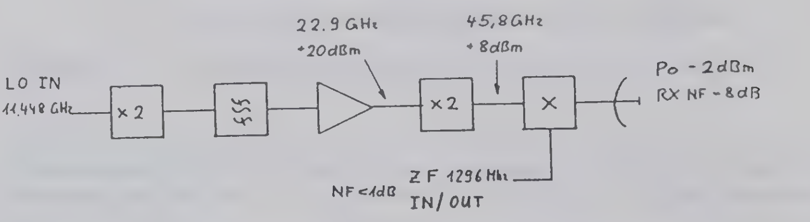
Der Oberwellenmischer hat den Vorteil, dass er auf der halben LO-Frequenz angesteuert werden kann. Selbst optimierte Schaltungen haben den Nachteil von hoher Rauschzahl und kleinen Ausgangsleistung.



1. Generation 47 GHz Transverter
by DB6NT, HB9MIN
Pout 0,1mW RX NF ~20dB

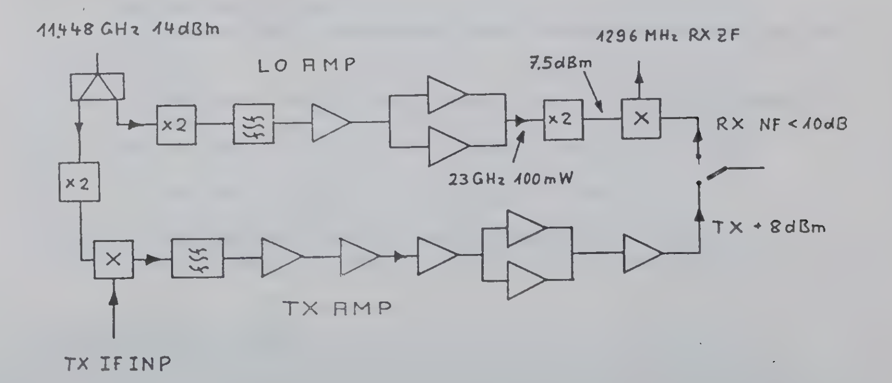
47 GHz Transverter der 2. Generation

Auch hier ist der Mischer, die Baugruppe, die Rauschzahl und Sendeleistung bestimmt. Gegenüber den Oberwellenmischer hat ein Rat-race-Mischer mit GaAs Beamleaddioden einen wesentlich kleineren Conversion-Loss , d.h. kleinere Rauschzahl und höhere Sendeleistung. Diese Vorteile müssen aber mit höherem Aufwand auf der LO-Seite erkauft werden.



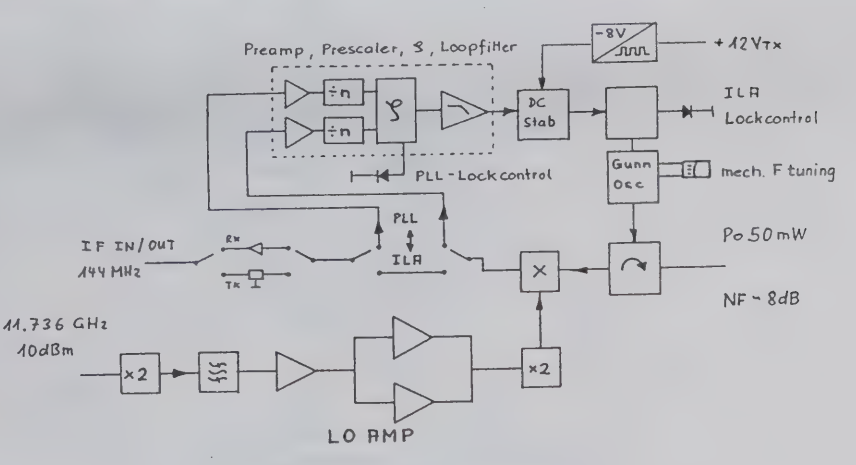
47 GHz GaAs Fet-Transverter

Das zweite Gerät des Verfassers zeichnet sich aus, durch kleine Rauschzahl und 9 dBm Ausgangsleistung. Der Sendezweig ist vollumfänglich mit GaAsFet bestückt. Aus dem Schaltbild ist der massive Aufwand deutlich ersichtlich, mit welchem die Sendeleistung gegenüber der 1. Generation um 20 dB erhöht werden konnte. Ein Wort zum Quarzoszillator: Die Oszillatorschaltung ist zweistufig und besteht aus zwei P8000 J-Fet's. Gefolgt von einem Schottkydiodenbegrenzer. Ein hoch isolierender Ausgangsverstärker verhindert Rückwirkungen. Die gesamte Schaltung inkl. Spannungsstabilisator wird durch einen Themperaturregler auf konstante 45° gehalten. Messungen ergaben eine Frequenzänderung von mas. 500 Hz auf 47 GHz bei einer Temperaturänderung von + 20°C auf -30°C.



Transverter mit 50 mW Ausgangsleistung

Auch hier besteht das RX Frontend aus einem GaAs Beamlead-Dioden Rat-race Mischer. Mit einem 50 mW Gunnoszillator im Sender konnte die Ausgangsleistung weiter erhöht werden. Beim Senden kann zwischen zwei Betriebsarten umgeschaltet werden. Bei der ersten Arbeitet der Gunnoszillator als Injection-Locking-Amplifier (~20 dB Gain bei 300 MHz Bandbreite) mit welchem das vom Mischer kommende Signal verstärkt wird. Bei der zweiten Betriebsart, arbeitet er als PLL gelockten Gunnoszillator. Hier wird der RX-Mischer als Down-Converter für den PLL verwendet. Danach folgen Verstärker, Frequenzteiler, Phasenvergleicher, Loopfilter sowie ein schneller, modulierbarer, rauscharmer Spannungsregler. Die beiden Betriebsarten funktionieren nur mit ZF-seitiger CASM Modulaiton. Locking-Control-Schaltungen überwachen das richtige funktionieren des ILA bezw. PLL in harten Feldeinsatz ohne dass ein Spektrumanalyzer mitgeschleppt werden muss.



47 GHz SSB Transverter with 50 mW Output Power HB9MIN
Dual TX Mode 1. PLL Locked Gunnosc
2. Injection Locking Amplifier

Zusammenfassung, Danksagung

Es wurde gezeigt, wie mit amateurmässigen Mitteln ein High-Performance-Transverter gebaut werden kann. Ueber DX-Versuche wird anlässlich der UKW-Tagung in Weinheim berichtet.

An dieser Stelle möchte ich all denen die mit Diskussionen, Ideen und Komponenten zu gelingen beigetragen haben, herzlich danken.

Besonderen Dank gebühren HB9BAT Emil Zellweger, für die Einführung in die PLL-Technik sowie HB9AGE, Walter Hanselmann und Klaus Solbach DK3BA.

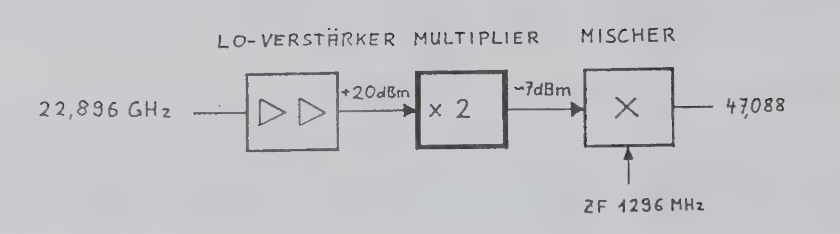
23-46 GHz Multiplier

HB9MIN E. Zimmermann

Hauptstrasse 131, CH-4585 Biezwil

47 GHz Gegentakt Mischer mit GaAs Dioden müssen für kleinen Mischverlust mit 5...10 dBm LO-Leistung angesteuert werden. Dies scheint wenig zu sein, in Tat und Wahrheit sind 10mW auf dieser Frequenz schon eine beträchtliche Leistung, die mit Aufwand verbunden ist.

Bisher veröffentlichte Konzepte wie DB 6 NT steuerten ihre Oberwellenmischer mit 10 mW auf 23 GHz an. Einzig WA3RMX hatte in seiner Weltrekordstation (106 km) 1mW auf 46 GHz zur Verfügung um den Mischer anzusteuern. Ein GaAs FET- Verdoppler mit hohem Wirkungsgrad habe ich mit Erfolg aufgebaut und in Betrieb. Der Aufwand ist jedoch erheblich, nebst den teuren Fet's. In diesem Beitrag wird gezeigt, wie durch einen Dioden-Verdoppler 8 dBm LO-Leistung erzeugt werden kann. In der 47 GHz Station des Verfassers funktioniert ein solcher Verdoppler, welcher mit einen 23 GHz 100 mW Verstärker angesteuert wird, seit Jahren unter extremen Bedingungen zuverlässig.

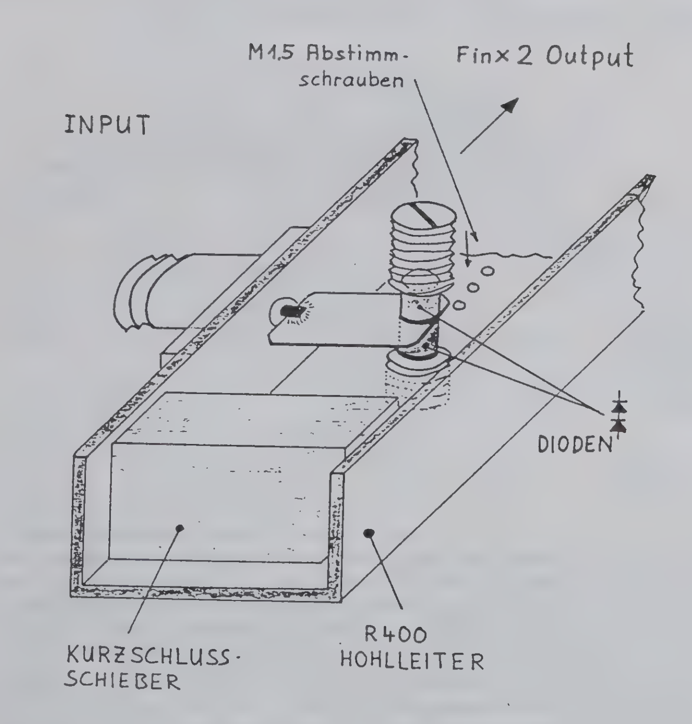


47 GHz Transverter

23-46 GHz Multiplier

Schaltungsbeschreibung

Dieser Verdoppler arbeitet mit zwei in Serie geschalteten Mischerdioden im R 400 Hohlleiter. Das Eingangsignal (23 GHz100 mW) wird auf der Hohlleiter-Schmalseite über einer SMA Buchse und einer 50 Ω Leitung aus Cu-Folie auf den Dioden Mittelpunkt geführt. Die verdoppelte Frequenz wird über den Hohlleiter ausgekoppelt. Da Fin unterhalb der Hohlleiter-Cut-off-Frequenz liegt, ist Fin am Ausgang nicht mehr vorhanden. Ein Kurzschlussschieber und drei M 1,5 Abstimmschrauben erlauben ein optimaler Abgleich. Als Dioden eignen sich BAT 14 im Micropill-Gehäuse. welche vorsichtig mit Niedertemperaturlot auf M 2,5 Schrauben aufgelötet werden. Ein symmetrischer sowie ein mechanisch sauberer Aufbau ist die Voraussetzung für einen guten Wirkungsgrad. Da die Eingangsimpedanz nicht genau 50 Ω ist muss die Anpassung am Treiberverstärker Ausgang korrigiert werden. Optimal ist den Verstärker und Verdoppler in einem Modul zu vereinigen.



Messwerte

Eingangsfrequenz	:	23,5 GHz	17...20 dBm
Ausgangsfrequenz	:	47 GHz	5...8 dBm
Conversion Loss	:	> 12 dB	

Einfaches dB–lineares–S–Meter für Mikrowellennachsetzer

Erich Zimmermann HB9MIN Hauptstrasse 131, 4585 Biezwil

Integrierte ZF–IC für Cellularanwendungen haben Eigenschaften die es ermöglichen den RX Empfangspegel in dB–Linearer Skala anzuzeigen. Der MC 3356P von Motorola ist äusserst einfach und problemlos im Aufbau. Der Dynamikbereich ist bei 10.7 MHz 70 dB, bei 21.4 MHz immer noch 58 dB mit ca ± 1 dB Fehler. Der NE 604AN / NE 605AN von Signetics–Philips ist sogar für 85 dB Dynamik ausgelegt (± 2 dB). Dieser IC ist aufwendiger in der Beschaltung (zusätzliches ZF–Filter) und kritischer im Aufbau.
Die hier gezeigte Schaltung mit dem MC 3356P arbeitet breitbandig von ca. 5 bis 22 MHz, nur der Schwingkreis des Vorverstärkers muss auf der ZF in Resonanz sein.

Das ZF–Signal gelangt vom Quarzfilter zum MOS–FET–Vorverstärker. Dessen Aufgabe ist es das Signal zu verstärken bei gleichzeitig minimaler Belastung des Quarzfilters. Der Drain–Schwingkreis muss auf die jeweilige ZF abgestimmt werden. Danach gelangt das Signal zu MC 3356P, wo es weiter verarbeitet wird. Am Pin 14 steht dann eine dB–Lineare Gleichspannung zur Verfügung. Der Eingangsspannungsbereich für korrektes Funktionieren liegt zwischen 30 µV (-77 dBm) und 80 mV (-10 dBm), gemessen am Pin 20. Mit einem 100 µA Instrument können mit der angegebenen Beschaltung 50 dB Linear angezeigt werden (Steilheit 2 µA/ /dB).

Vor dem Einbau in das Gerät ist folgendes zu beachten:

1. Das S–Meter wird nach dem SSB–Quarzfilter eingebaut.
2. Der Verstärker sollte in unmittelbarer nähe des QF sein. Der MC3356P wird über ein Koaxkabel verbunden und kann sich in einer freien Ecke des Gerätes befinden.
3. Zwischen RX–Eingang und S–Meter dürfen sich keineAGC geregelten Stufen befinden. AGC abhängen und durch fixe Spannung ersetzen. Bei MOS–FET gilt: AGC am G1 —> Gate DC–mässig auf 0 V legen. AGC an G2, fixe Spannung anlegen die etwa 4 V höher ist als die am Source gegen Masse gemessen.
4. Vor dem Einbauen, S–Meter mit Messender und Abschwächer überprüfen.

Abgleich

1. Direkt an Pin 7 -70 dBm auf der ZF–Frequenz einspeisen. Mit Potmeter P2 Instrument auf 0 µA einstellen.
2. Pegel auf -20 dBm erhöhen. Mit P1 Instrument auf 100 µA einstellen. Abgleichvorgang 1 + 2 nochmals wiederholen. Durch reduzieren des Signals in 10 dB Stufen Linearität kontrollieren. Ist keine Kalibriermöglichkeit vorhanden, kann P1 durch ein 8.2 kΩ Widerstand ersetzt werden.
3. S–Meter in Gerät einbauen, mit einem Prüfsignal am Empfängereingang den S–Meter ZF–Vorverstärker–Ausgangskreis auf max. Anzeige abgleichen.
4. -80 dBm am Empfängereingang einspeisen mit P2 Instrument auf 100 µA einstellen. Fertig !
20 µA entsprechen -120 dBm, 40 µA = -110 dBm, 60 µA = -100 dBm, usw.

dB-Lineares S-Meter

+8V

+8V

47nF

IC 202

S-METER

20 19 14 11

MC 3356

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10

4K7

10KΩ

100µA

P1 10KΩ

10µF

47nF

47Ω

10µ

100n

10nF

220Ω

4K7

47nF

P2 5KΩ

10K

10K

47nF

47nF

47 nF

QF im Gerät

10Ω

fo - ZF frequenz

10nF

10K

100Ω

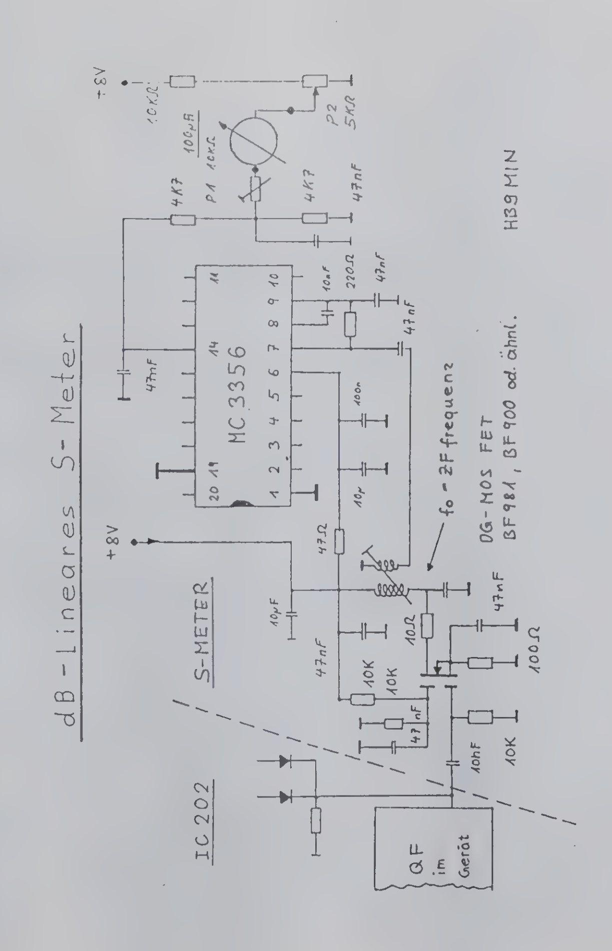
47nF

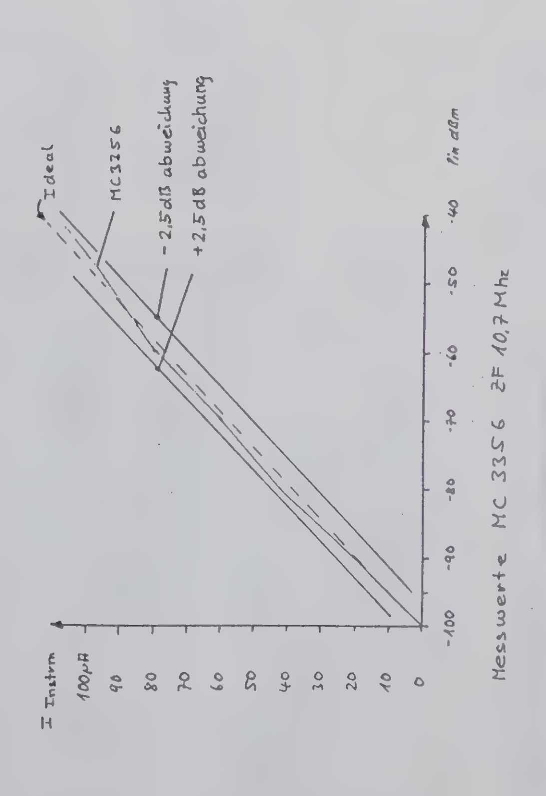
DG-MOS FET

BF981, BF900 od. ähnl.

HB9 MIN







MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

MC3356

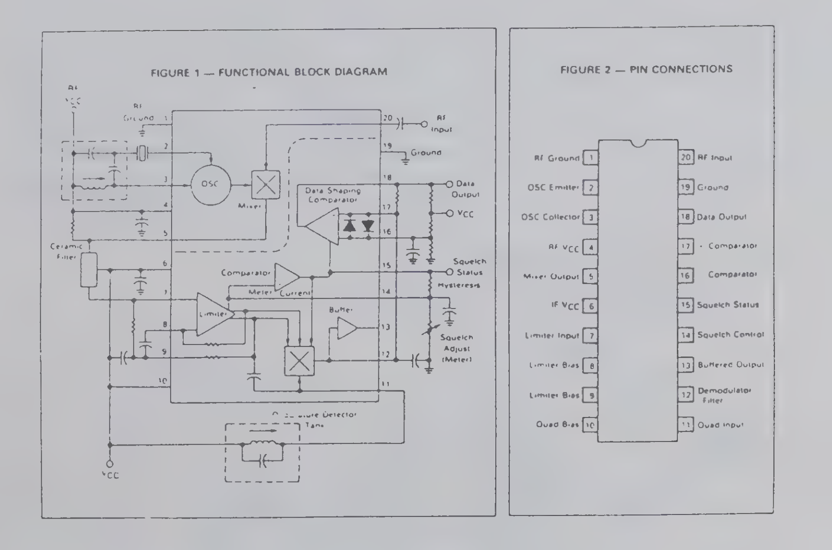
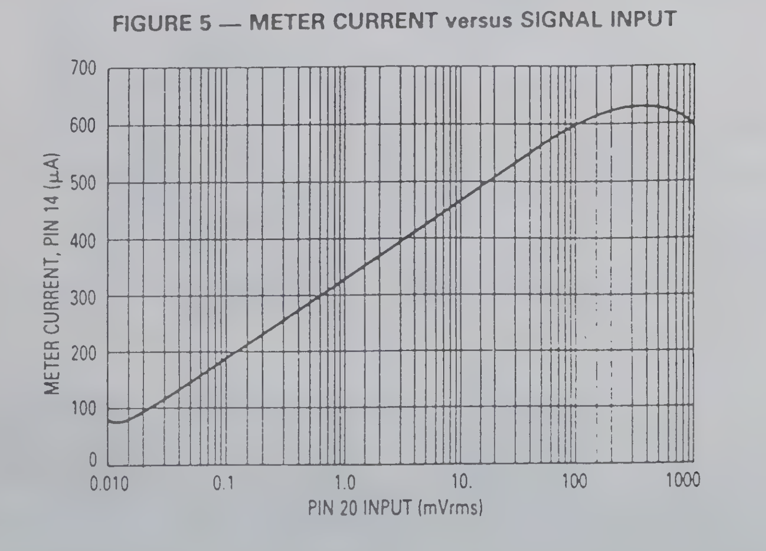


FIGURE 5 — METER CURRENT versus SIGNAL INPUT



Verstärker mit Feldeffekttransistor für 1,3 GHz

Seit etwa 1 1/2 Jahren gibt es von der Fa. POLYFET RF-Devices, USA einen Feldeffektleistungstransistor mit einer garantierten Hochfrequenzausgangsleistung von 20 Watt bei 1 GHz. Die Verstärkung ist mit 10 dB bei einer Versorgungsspannung von 28 V und einem Ruhestrom von 1,6 A angegeben.

Dieser Transistor sollte nun für den Sendebetrieb bei 1,3 GHz (Uplinkstrecke im Satellitenfunkverkehr, OSCAR 13) eingesetzt werden.

Da bei Erscheinen des Halbleiters die Eingangs- und Ausgangsimpedanzen in Form der S-Parameter nicht vorlagen, wurde das Bauelement zunächst in einer allgemeinen Testschaltung erprobt, in der große Transformationsbereiche eingestellt werden können (Bild 1).

Der Einfachheit halber wird die Gegentaktschaltung in 2 Eintaktschaltungen zerlegt; die Berechnung von Netzwerken, dessen Bauelemente gegen Masse geschaltet sind, ist einfacher und übersichtlicher. Bild 2 zeigt das Eingangsnetzwerk für 1/2 Transistor F 2013.

Die nötige reale Lastimpedanz R_{DS} läßt sich ohne Kenntnis von R_{DS} bzw. S_{22} grob aus der gewünschten Ausgangsleistung und der Versorgungsspannung ermitteln:

$$Re\{\overline{R}_{DS}\} = (U_{DS}-3)^2/2xPo$$

$\overline{R}_{DS}$: komplexer Lastwiderstand, am Transistoranschluß wirksam.

Für die Hälfte der gesamten Hochfrequenzausgangsleistung ergibt sich ein $R_{DS} = (28\ V - 3V)^2 / 2 \times 10\ W = 625 / 20 = 31$ Ohm

Dieser reale Lastwiderstand muß am "inneren Transistor" angelegt werden; die Drainkapazität C_{DS} und die Drainzuleitung bewirken bereits eine nicht mehr zu vernachlässigende Transformation bis zum äußeren Transistoranschluß.

Da das Ausgangsnetzwerk einen großen Transformationsbereich aufweist, kann der benötigte $\overline{R}_{DS}$ durch Abstimmen der Ausgangstrimmer C_3 und C_4 erreicht werden.
Das gleiche gilt für das Eingangsnetzwerk; mit Hilfe von C_1 und C_2 kann auf bestmögliche Anspassung (reflektierte Leistung = 0) eingestellt werden (Transformation des $\overline{R}_{GG}$ auf 50 Ω).
Die also empirisch ermittelten Werte für Verstärkung G (dB), Ausgangsleistung Po (W) und Wirkungsgrad können aus Bild 4 entnommen werden. Der Ruhestrom betrug dabei etwa 1 Ampere. 20 Watt Ausgangsleistung werden bei einer Ansteuerleistung von 5 W erreicht, rechnet man mit Anpaßverlusten (ohm'sche Dämpfung) von ca. 0,5 dB je Netzwerk, so erhält man eine maximale Verstärkung von ca. 7 dB.

Nach Erhalt der S-Parameter konnte die Schaltung mit Hilfe des S-COMPACT-Programmes überprüft und optimiert werden.

Die S-Parameter für "1/2 F 2013":

	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
Bei 1,25GHz	0,925 ∠168°	0,547 ∠11,6°	0,018 ∠29,6°	0,856 ∠172°
Bei 1,30GHz	0,921 ∠167°	0,518 ∠17,1°	0,018 ∠32,9°	0,864 ∠172°

Das Schaltungsfile HUV 9.CkT beschreibt die Schaltung für die Eingangsanpassung nach Bild 2, dargestellt für 1/2 Transistor. Damit der Transistor dem Eingangsnetzwerk als Belastung S_{11} anbieten kann, ist er am Ausgang mit 50 Ohm angeschlossen. Die Streifenleitung ist entsprechend dem gewählten Testaufbau mit 28 Ohm mit ihren einzelnen Längen fest gegeben. Als Variable werden nur die Abstimmkondensatoren C_1 und C_2 benützt.

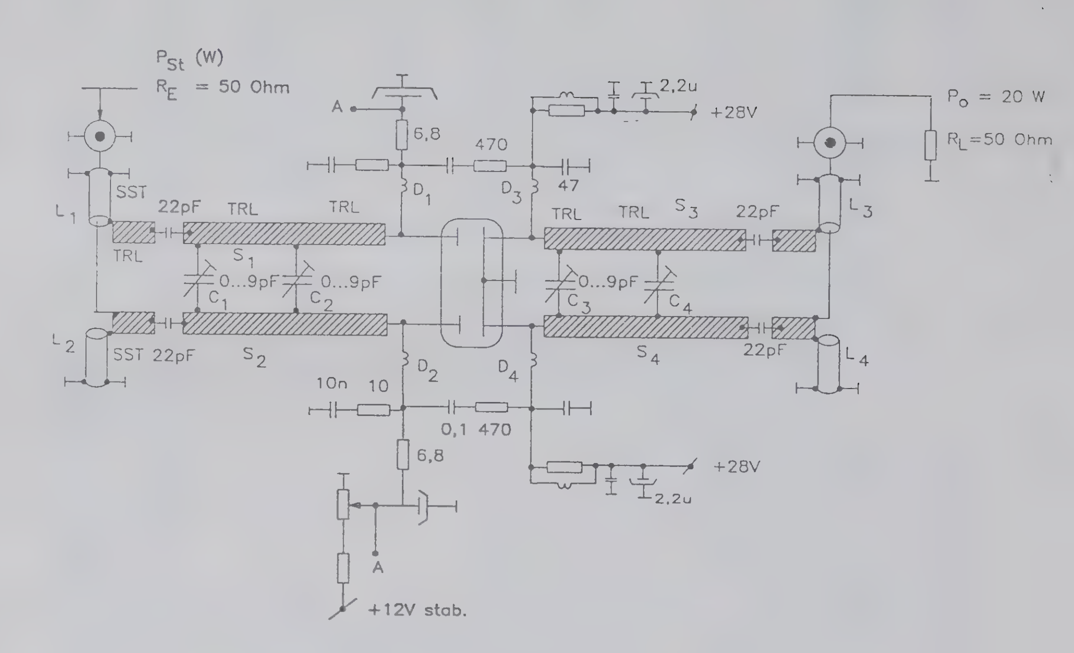
Das Programm erzeugt (Bild 5) den Verlauf von S_{11} an der Eingangsbuchse (Bild 2) bezogen auf eine Quellenimpedanz von 25 Ohm und der Verstärkung S_{21} über den Frequenzbereich von 1,2 bis 1,4 GHz optimiert für 1,3 GHz. Es ist daraus zu ersehen, daß die Eingangsanpassung schmalbandig ist (1,3 GHz ± 20 MHz für -10 dB Anpassung, durch Messung bestätigt).
Wegen der Nichtanpassung auf der Drainseite ist die maximale Verstärkung bei 1,3 GHz nur etwa 2,5 dB!
Es ist zum Vergleich noch die Eingangsreflexion S_{11} und die Verstärkung S_{21} des Transistors 1/2 F2030 allein im 50 Ohm-System dargestellt.
Aus Bild 1 geht hervor, daß das Ausgangsnetzwerk ähnlich dem Eingangsnetzwerk aufgebaut ist. Im praktischen Betrieb reichte die Abstimmung nur mit C_3 aus, C_4 blieb deswegen in der Optimierung unberücksichtigt.
Erweitert man nun das File HUV9.CkT mit der Beschreibung für die Ausgangsschaltung nach Bild 6 (nur eine Variable C_3), so erhält man bei dem Optimierungsbedingungen bei 1,3 GHz eine Eingangsreflexion S_{11} besser als -25 dB (Bild 7).
Die Verstärkung S_{21} ist auf etwa 8,3 dB gestiegen, Dazu ist zu sagen, daß die Angaben der S-Parameter in üblicher Weise nur für Kleinsignalaussteuerungen (linearer Kennlinienbereich!) gelten. Aus der gemessenen P_o/P_{st}-Kurve (Bild 4) wird im linearen Bereich eine Verstärkung von ca. 7 dB erreicht. Berücksichtigt man Verluste, Sättigung und die Tatsache, daß für maximale Leistungsabgabe im AB-Betrieb niederohmiger angepaßt werden muß, so stimmen die Meßwerte mit den Rechenwerten recht gut überein.
Aus der Darstellung von S_{11} (Bild 7) ersieht man, daß die Bandbreite der Eingangsanpassung für 10 dB Reflexionsdämpfung etwa 30 MHz ist.


```
BLK                                         Beschreibung der Schaltung
SST 1 0   Z=80 P=17MM K=1                   Impedanz L1: Z=80Ω L=17mm K=10
OST 1 0   Z=28 P=3MM K=2.07                 Offene Anschl.-Leitung Z=28Ω;
TRL 1 2   Z=28 P=3MM K=2.07                 Transformationsleitung Z=28Ω
SRX 2 3   R=.01 L=2NH C=22PF                C mit ohmsch. Verlust+Zuleit. L
SRX 3 0   R=.01 L=2NH C=?4.63808PF?         C1; soll optimiert werden    *)
TRL 3 4   Z=28 P=30MM K=2.07                Transformationsleitung
SRX 4 0   R=.01 L=2NH C=?4.43747PF?         Abstimmkondensator C2        *)
TRL 4 5   Z=28 P=10MM K=2.07                Transormationsleitung
TWO 5 6   F2013                             Transist. F2013 beschr. in DATA
EINHALB: 2POR 1 6                           Vierpol zwischen Anschluß 1+6
END
*
BLK
TWO 1 2   F2013   Für die Darstellung der S-Parameter
FET: 2POR 1 2     des Transistors alleine.
*
*               *) Nach dem Optimierungdurchlauf werden die nötigen
*                  Werte für C1=4,6pF und C2=4,4pF im File angegeb.
FREQ
STEP 1200MHz 1400MHz 10MHz                  Frequenzbereich; Stufung 10MHz
END
*
OPT                                         Optimierung
EINHALB R1=25 R2=50                         Quelle 25Ω; Last 50Ω
F=1.3GHz MS11=-40DB LT                      Bei 1,3GHz soll Refl.-Faktor
                                            besser -40 dB sein
END
*
OUT
PRI EINHALB S                               Darstellung in S-Parameter
END
*
DATA
F2013: S                                    S-Parameter 1/2 F2013
1.25GHz .925 168 .547 11.6 .018 29.62 .856 172
1.3GHz  .927 167 .518 17.9 .0184 32.9 .864 172
END
```

Die Schaltung soll jedoch nun so verändert werden, daß von 1,27 GHz bis 1,3 GHz eine Mindesteingangsreflexionsdämpfung von -15 dB erreicht wird. Außerdem sollen nur Kondensatoren mit festen Werten Verwendung finden, die auf den Streifenleitungen verschiebbar angeordnet werden können. Die Streifenleitung selbst wird aus Herstellungsgründen zu Z = 40 Ohm gewählt. Um eine große Variation zu erreichen, werden 3 Kondensatoren vorgesehen.

Als Variante treten also nur die Längen der Streifenleitungen zwischen den Punkten 2 und 3, 3 und 4 auf (Bild 8).
Nach dem Optimierungsdurchlauf ergibt sich nach Bild 9 ein Wert für S_{11} zu -17 dB im interessierenden Frequenzbereich. Die Verstärkung von etwa 8,3 dB ist gleich geblieben, da das Ausgangsnetzwerk nicht verändert wurde.

Der Artikel sollte die Zusammenhänge von rechnerischer und empirischer Bearbeitung bei der Entwicklung von SHF-Verstärkerstufen mit gewünschter Bandbreite und maximaler Ausgangsleistung aufzeigen.
Der Autor möchte sich bei der Fa. TSS, Technical Software Service, K. Eichel, Maria-Theresia-Str. 10, D-7912 Weißendorn, für die freundliche Unterstützung bei der Anwendung des Programms SCOMPACT-PC bedanken.



$S_1 = S_2 = S_3 = S_4$ = 28 Ohm Streifenleitung

$L_1 = L_2 = L_3 = L_4$ = 50 Ohm Coaxkabel, "Mantelimpedanz" (Rundleiter gegenüber leitender Ebene (ca. 80 Ohm).

Bild 1: Gegentaktschaltung in Streifenleitungstechnik

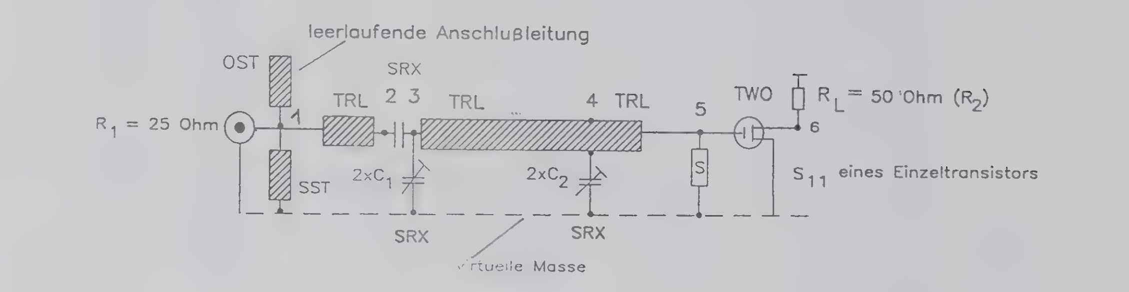


Bild 2: Eingangsnetzwerk für 1/2 F2013

18-OCT-91 SUPER-COMPACT PC V4.11 15: 19: 53
File: huv9.ckt

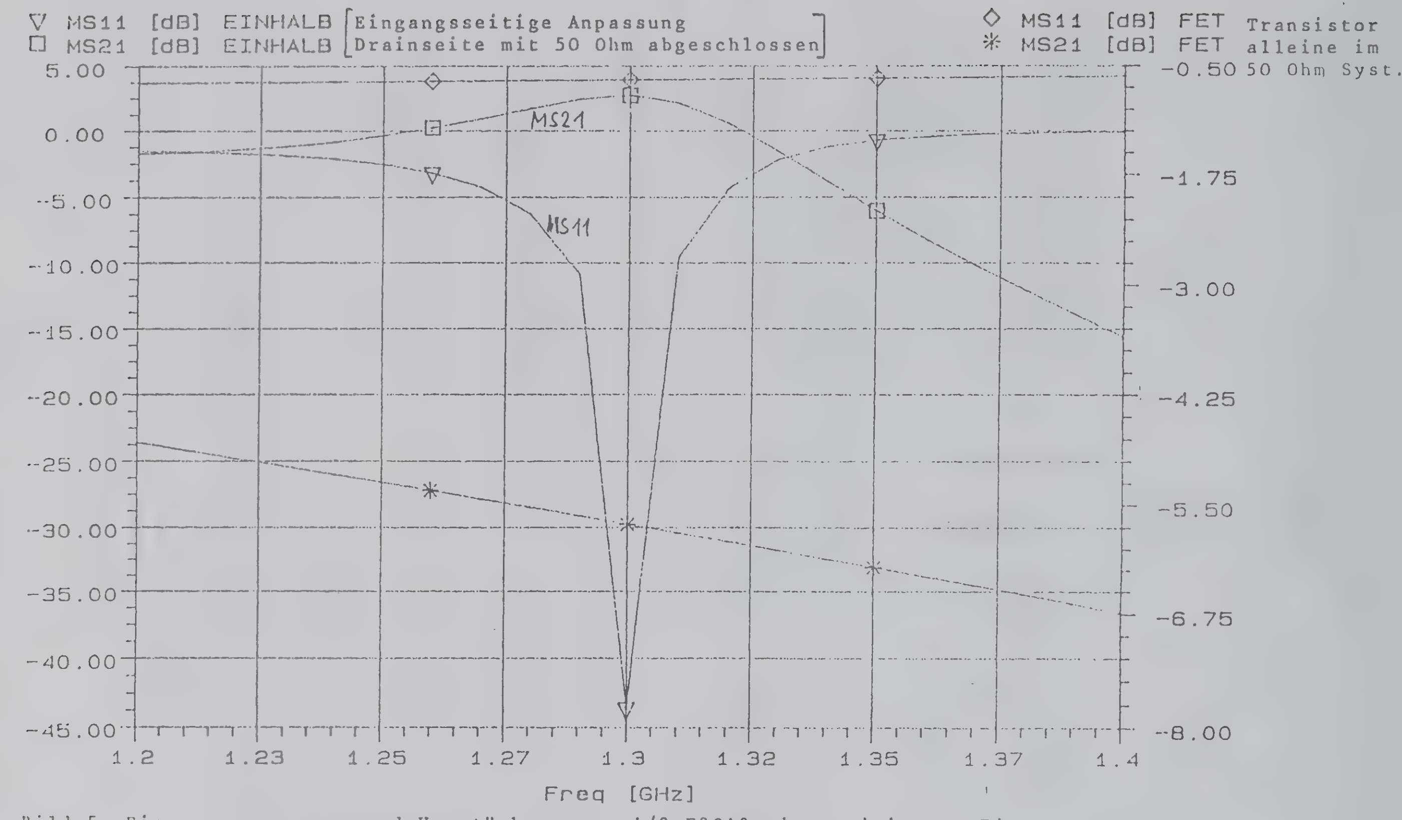


Bild 5: Eingangsanpassung und Verstärkung von 1/2 F2013 mit optimiertem Eingangsnetzwerk und drainseitiger 50 Ohm-Belastung.

Polyfet F-2013
U_{DS} = 28 V
J_{DQ} = 1,0 Amp
f = 1,269 GHz
$J_D = f(P_{st})$
$P_o = f(P_{st})$
ca 1dB Kompr.
P_{st} [W]

Bild 4. Stromkennlinie des F2013

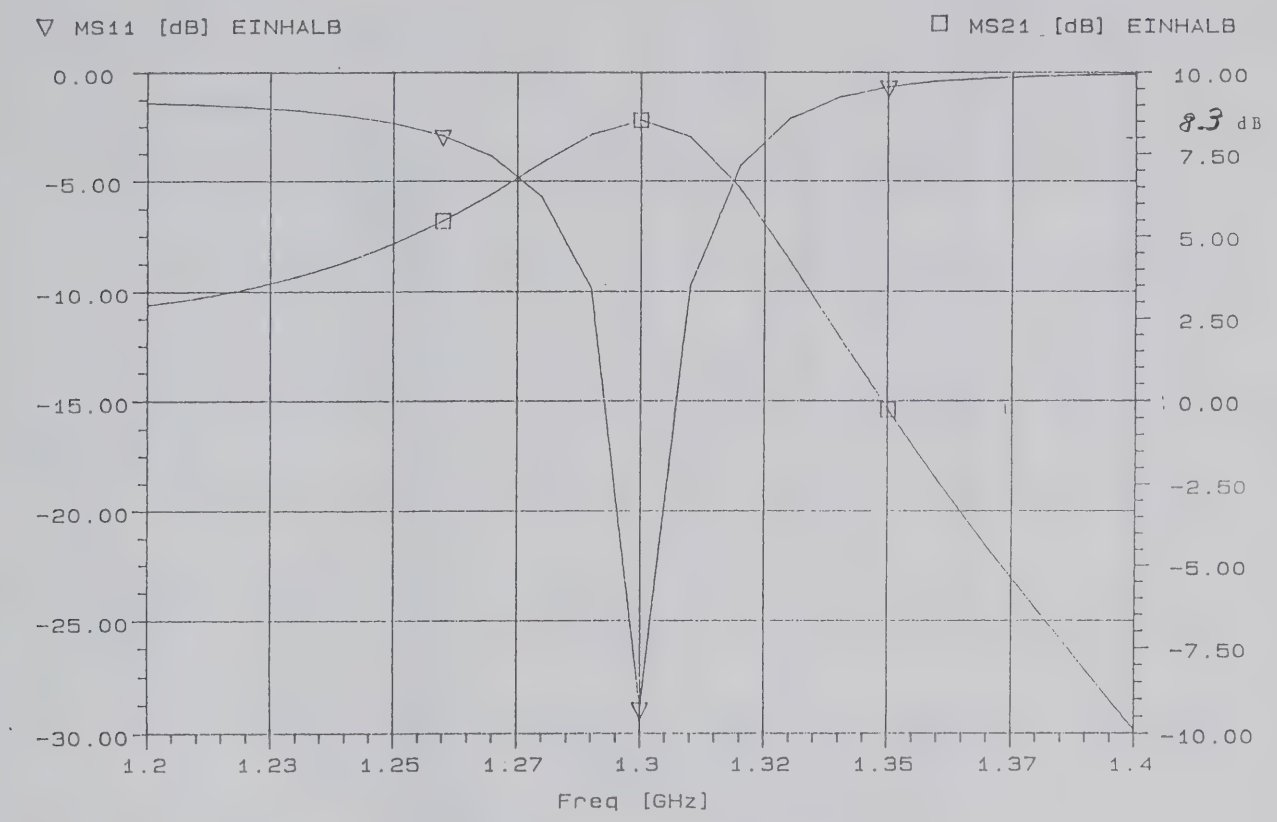


Bild 7: S_{11} und S_{21} bei optimierter Eingangs- und Ausgangsanpassg. für 1,3 GHz

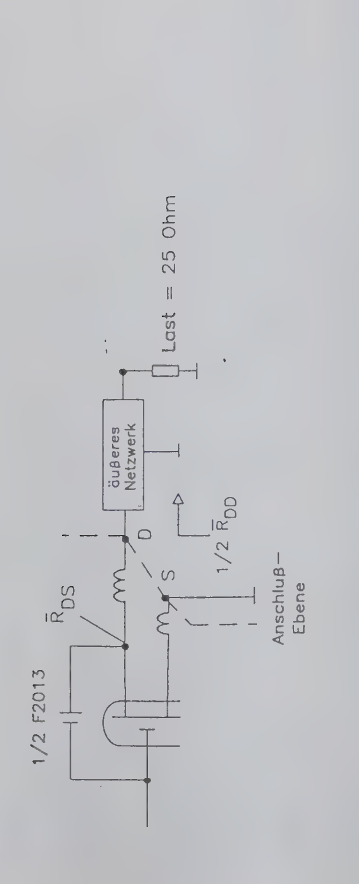




Bild 3: Transformation $\bar{R}_{DS}$ – 25 Ohm Last

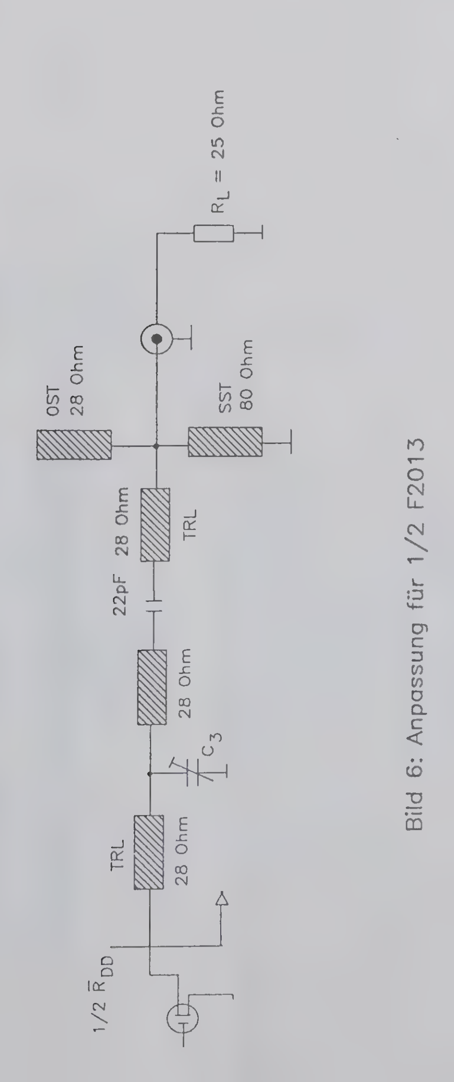


Bild 6: Anpassung für 1/2 F2013



21-OCT-91 SUPER-COMPACT PC V4.11 08:16:58
File: kv22.ckt

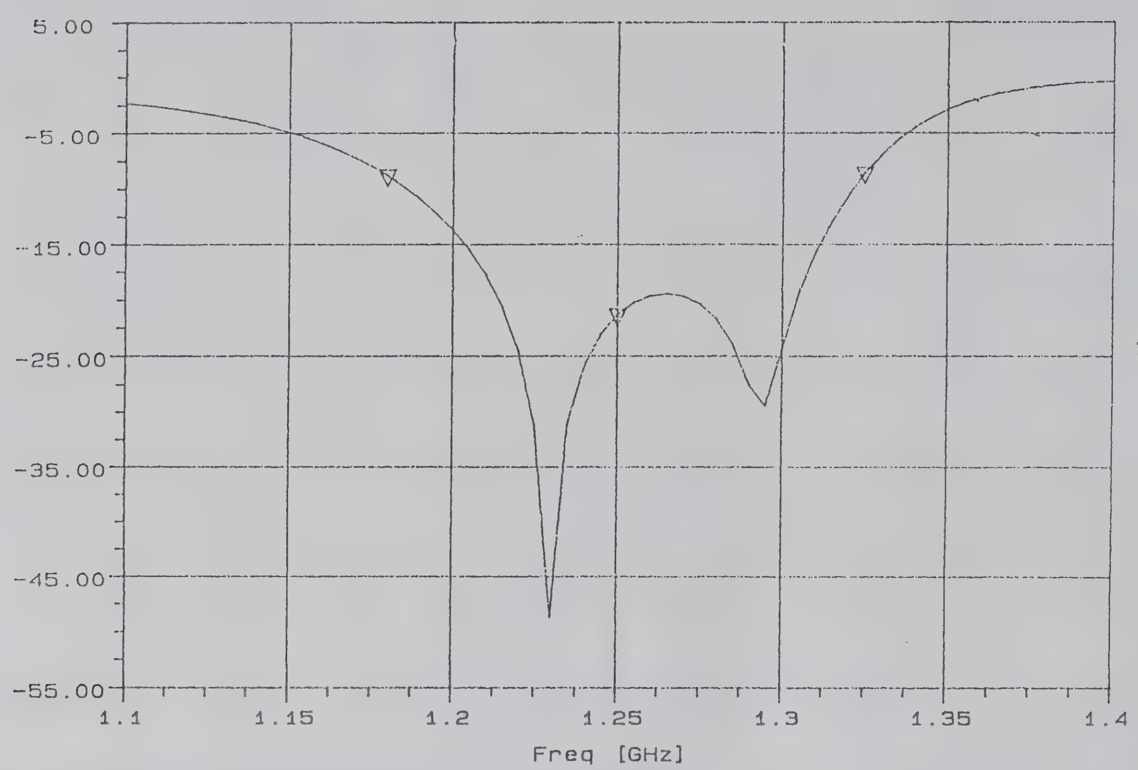


Bild 9: Optimiertes Eingangsnetzwerk

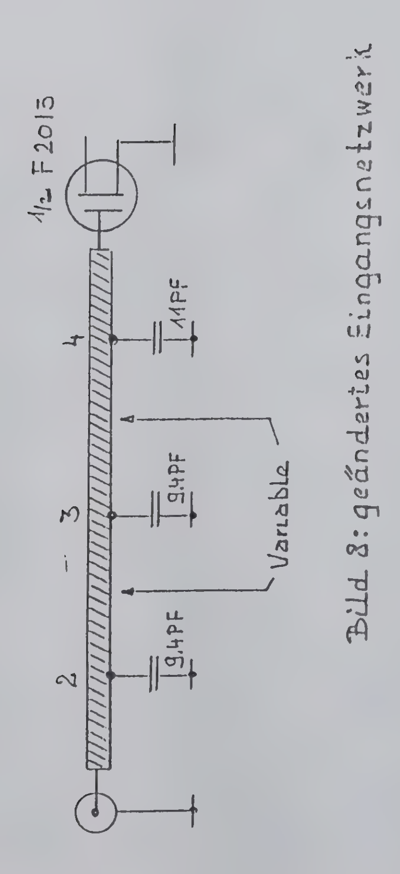


Bild 8: geändertes Eingangsnetzwerk

Wolfgang Schneider, DJ8ES

Transverter für die Frequenzbereiche 70, 23 oder 13cm

Der Vortrag zeigt ein Transverterkonzept in 2-Platinen-Technik, einsetzbar für die Frequenzbereiche bei 70, 23 bzw. 13cm. Als Funktionsträger werden überwiegend breitbandige Bauelemente wie Ringmischer und integrierte Breitbandverstärker (MSAxxxx) eingesetzt. Als Ergebnis des Vortrags kann ein Transverter entsprechend den eigenen Wünschen und Vorstellungen aufgebaut werden.

Beispielhaft wird hier ein Transverter mit Umsetzung von 28 MHz nach 432 MHz dimensioniert und aufgebaut. Mit nur leichten Modifikationen kann diese Schaltung dann auch auf andere Frequenzbereiche übernommen werden.

Für die praktische Realisierung eines Transverters sind detaillierte Angaben notwendig. Begriffe wie Ansteuerleistung, Ausgangsleistung, Bandbreite und Eingangsrauschen sind von Bedeutung. Die sich hier stellenden Fragen sollen am genannten Beispiel durchgespielt werden.

Aus welchen Funktionseinheiten besteht ein Transverter?

Empfangsumsetzer

- Vorverstärker
- Filter
- Mischer
- ZF-Verstärker

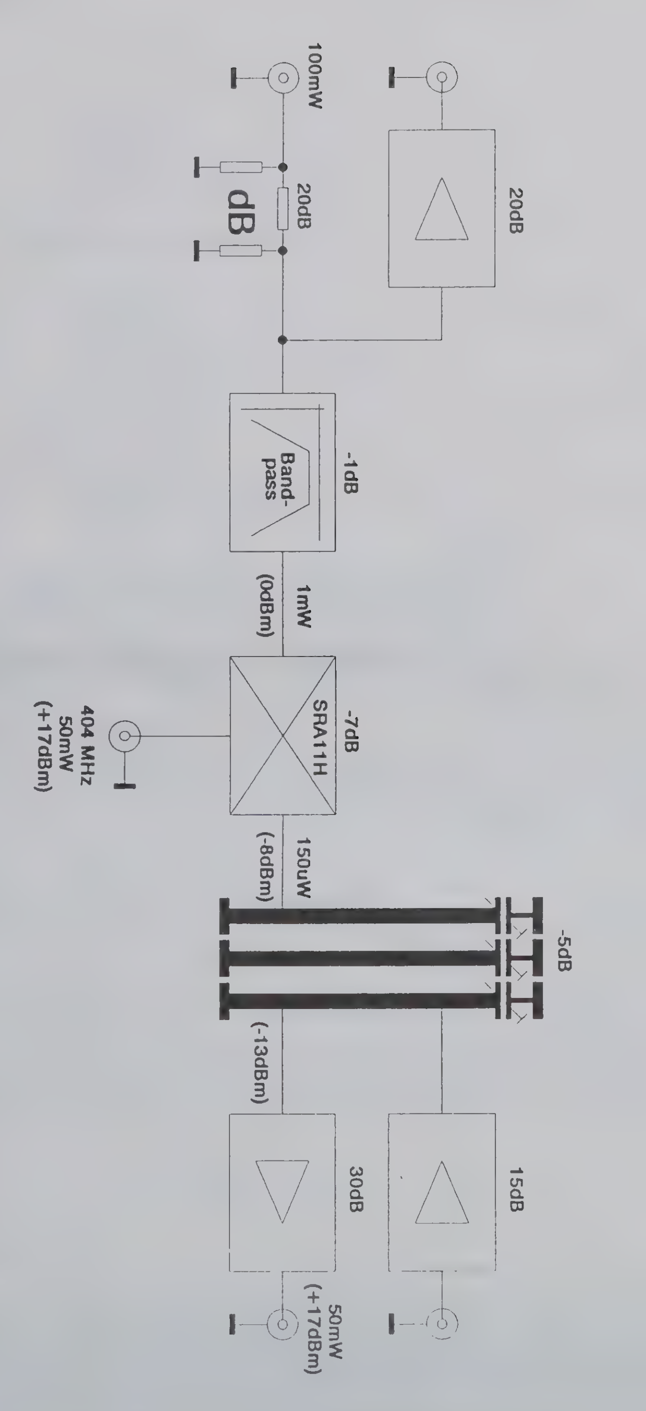
Sendeumsetzer

- Leistungsanpassung
- Filter
- Mischer
- Verstärker

Frequenzaufbereitung

- Quarzoszillator
- Vervielfacher
- Filter
- Verstärker

Blockschaltbild Transverter



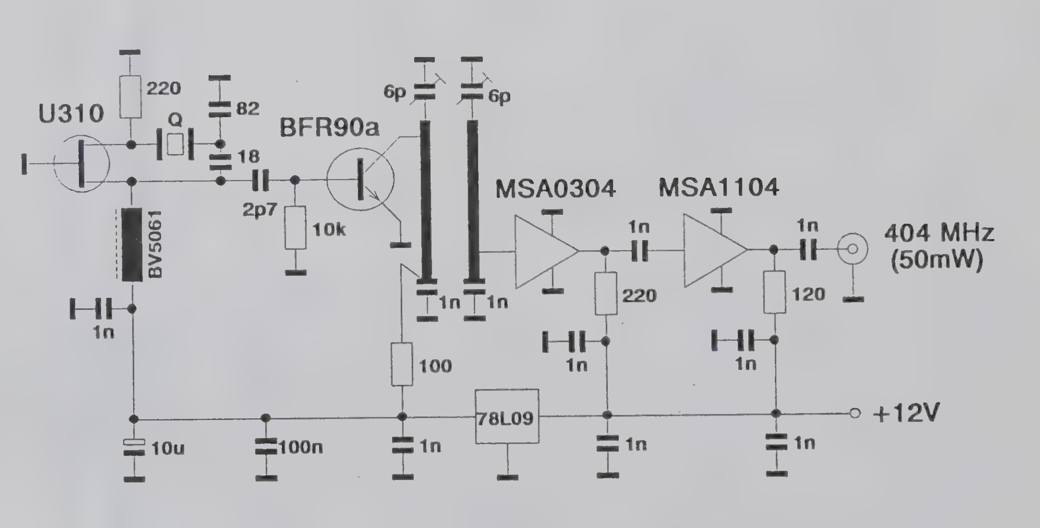
Pegelplan Transverter 28/432 MHz

Grundsätzliche Festlegungen sind:

2-Platinen-Technik........: Oszillator und Sende-/Empfangsumsetzer als eigenständige Baugruppen

breitbandige Bauelemente..: Mischer und Verstärker in 50Ω-Technik (Breitbandtechnik)

universeller Einsatz......: z. B. Wechsel der ZF durch Austausch nur weniger Bauelemente



Frequenzaufbereitung 404 MHz

Als Oszillator für die Frequenzaufbereitung wird eine immer wieder gerne eingesetzte Schaltung mit einem U310 verwendet. Die Quarzfrequenz ist 101 MHz. Der folgende Vervierfacher bietet am Ausgang bereits die erforderlichen 404 MHz an. Zur Filterung dient ein geätztes 2-Kreis-Filter.

Die nachgeschalteten integrierten Breitbandverstärker (MSA0304 und MSA1104) garantieren die gewünschte Ausgangsleistung von 50mW. Diese MMIC (Monolitic Microwave Integreated Circuit) sind mit unterschiedlichen Verstärkungen und Ausgangsleistungen verfügbar. In einem breiten Frequenzband beträgt die Ein- bzw. Ausgangsimpedanz real 50Ω.

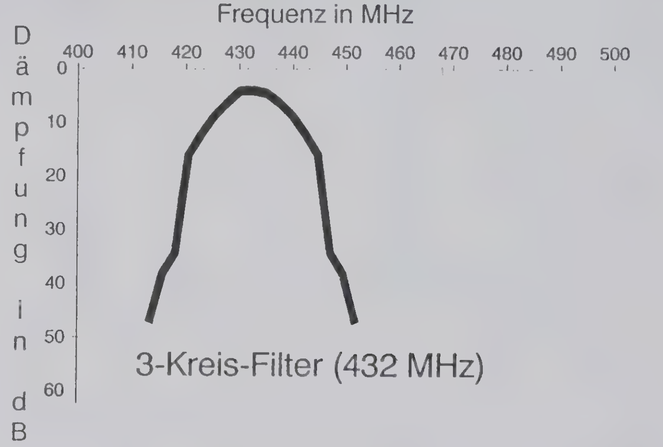
Der im Sende-/Empfangsumsetzer verwendete Ringmischer SRA11H ist bis 3 GHz tauglich. Als Oszillatorpegel verlangt er 50mW.

Der Mischer wird über ein Dämpfungsglied angesteuert. Dabei sollte für Vollaussteuerung nicht mehr als 1mW ZF-Pegel am Ringmischer anliegen. Abhängig von der Ausgangsleistung des Nachsetzers muß das Dämpfungsglied dimensioniert werden.

Das zwischengeschaltete Bandpassfilter (28MHz) ist für den Empfangszweig notwendig. Neben der Filterwirkung ist damit der Ringmischer breitbandig mit 50Ω abgeschlossen. In der angegebenen Bestückung ist die Güte Q=3.

Das Empfangssignal wird hochohmig ausgekoppelt. Der CF300 liefert dabei ca. 20dB Verstärkung.

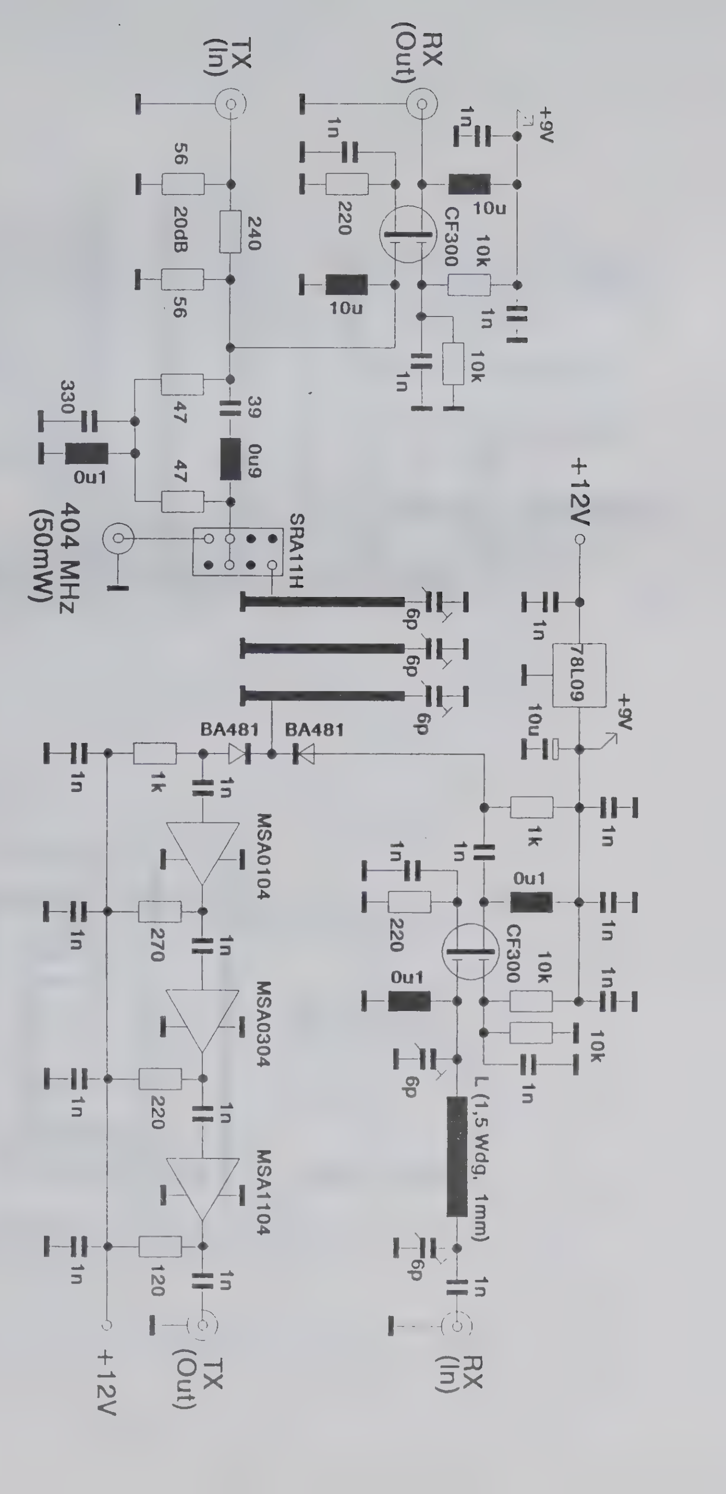
Am gegenüberliegenden Port des Ringmischers ist das 3-Kreis-Filter für 432 MHz angeschaltet. Steile Filterflanken haben eine gute Oszillator- und Spiegelfrequenzunterdrückung zur Folge. Die Einfügedämpfung liegt bei 4,5dB, die 3dB-Bandbreite bei 14 MHz.



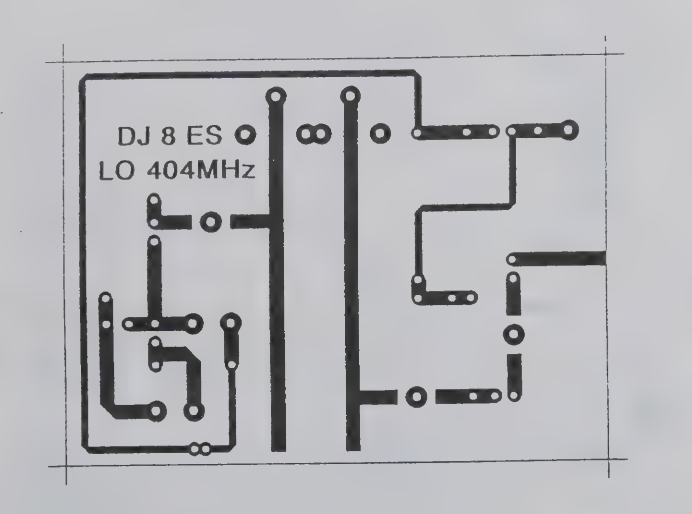
Im Sendezweig wird das 70cm-Signal um mehr als 30dB verstärkt. Auch hier sind wieder Breitbandverstärker (MSA0104, MSA0304 und MSA1104) eingesetzt. Fertig aufgebaut liefert die Baugruppe 50mW Ausgangsleistung bei 432 MHz. Für die weitere Verstärkung stehen geeignete Schaltungen in der einschlägigen Amateurfunkliteratur zur Verfügung.

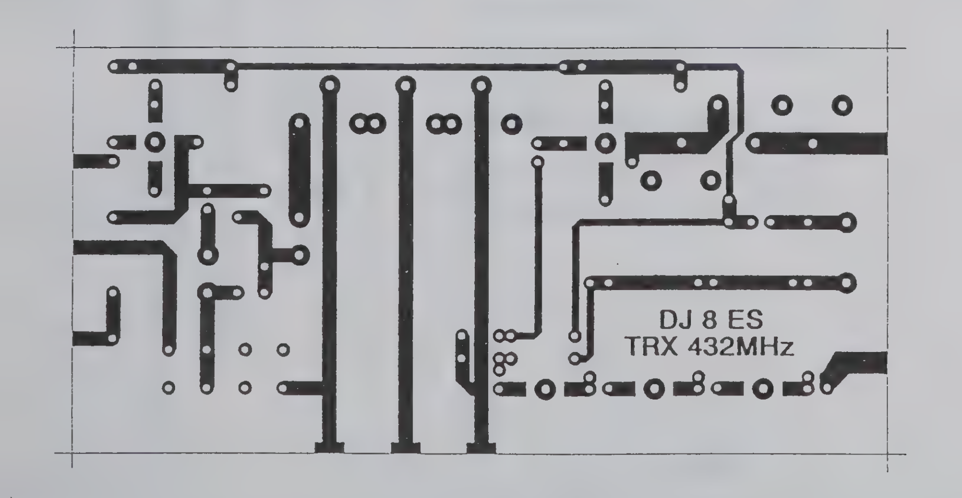
Empfangsmäßig wird das Eingangssignal über ein PI-Filter einem CF300 zugeführt. Dieser Dual-Gate-MES-FET verstärkt das Signal auf 70cm um ca. 15dB bevor es auf das 3-Kreis-Filter eingekoppelt wird. Als Schaltdiode wird eine BA481 eingesetzt. Die Rauschzahl des Konverters liegt bei 2dB.

beim Verfasser komplettiert ein externer Vorverstärker den Transverter 28/432 MHz.



Sende-/Empfangsumsetzer 28 / 432 MHz


DJ 8 ES
LO 404MHz


DJ 8 ES
TRX 432MHz

Optimiert Frequenzmessung an Schaltungen
durch selektive und rückwirkungsarme Signalauskopplung

Dipl.Ing.Joachim Wollweber, DF5PY, Schillerplatz 18a, 65 Mainz

Die hohe Ablesegenauigkeit bei digital anzeigenden Meßgeräten bedeutet nicht gleichzeitig eine höhere Meßgenauigkeit als bei analogen Meßgeräten. Gründe können in der Schaltung eines Frequenzzählers liegen z.B. einer instabilen und falsch abgeglichenen Zeitbasis, systembedingte Einschränkungen bei der Triggerung oder auch extern durch Belastung der Schaltung durch die Eingangsimpedanz des Zählers, wodurch sich der Arbeitspunkt und die Betriebsfrequenz der Schaltung verändern kann. Durch hochohmige und selektive Ankopplung des Zähler an die Schaltung verbindet man die Vorteile analoger mit der Genauigkeit digitaler Frequenzmessung. Verbunden mit der Kenntnis über mögliche Fehlerquellen eröffnen sich neue Anwendungen für Frequenzzähler.

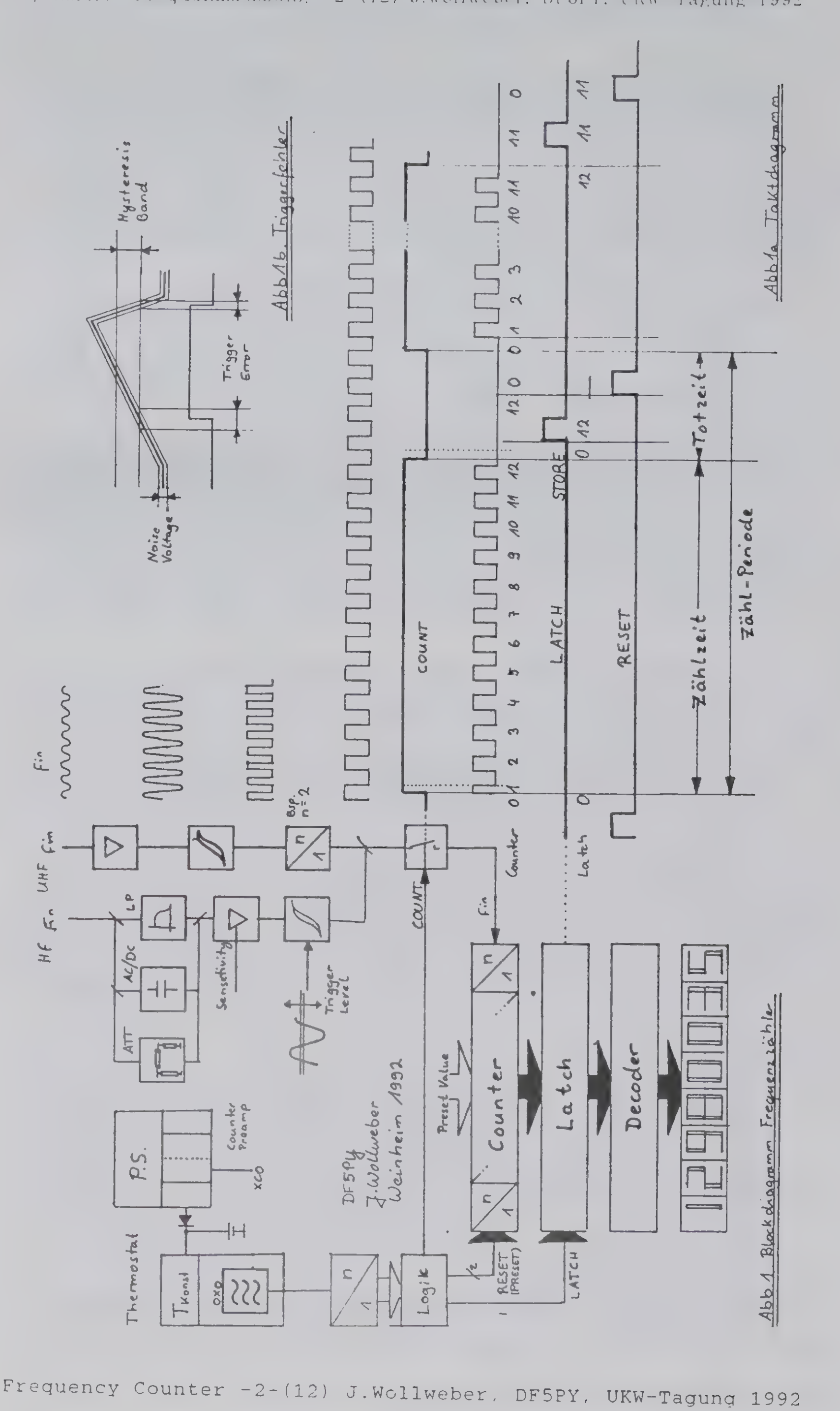
Frequenzzähler-Aufbau: Der prinzipielle Aufbau eines Frequenzzählers ist in Abb.1 zu sehen. Zur Frequenzmessung wird die am Zählereingang anliegende Wechselspannung verstärkt, begrenzt und gegebenenfalls mit einem Vorteiler (Prescaler) auf eine vom Frequenzzähler verarbeitbare Frequenz geteilt. Die aufbereitete Frequenz f_{in} wird durch einen Tor-Schalter (Gate) für eine konstante Meßzeit (COUNT) an die Zähler durchgeschaltet. Nach Ablauf der Meßzeit wird der Zählerstand vom Zwischenspeicher (LATCH) übernommen, der Zähler auf 0 rückgesetzt (RESET) bzw. bei voreinstellbaren Zählern auf einen extern eingestellten Wert gesetzt (PRESET). Der Inhalt des Zwischenspeichers wird nach Dekodierung auf einer Anzeige dargestellt, während die Wechselspannung erneut für eine Meßperiode durchgeschaltet wird (Abb.1a).

Aus einer Quarzzeitbasis (TIME BASE) mit möglichst hoher Genauigkeit werden die zur Steuerung eines Zählers notwendigen Signale erzeugt .

COUNT zum Durchschalten der zu zählenden Wechselspannungssignale vom GATE zu ersten Zählern
STORE zur Übernahme des Zählerstandes nach Abschluß der Meßzeit in den Zwischenspeicher (LATCH) und Anzeige der Frequenz
RESET um den Zähler und die Logik für eine neue Messung vorzubereiten
PRESET bei Verwendung von vorprogrammierbaren Zählerbausteinen zur Übernahme eines Wertes

Auflösung: Die Auflösung der angezeigten Frequenz ist von der Empfindlichkeit, Grenzfrequenz, Stellenzahl des Zählers, der verwendeten Meßzeit und soweit verwendet dem Teilungsfaktor n des Vorteilers abhängig.

Je länger die Meßzeit (COUNT) und je höher die Eingangsfrequenz desto höher ist die Auflösung (LSD = Least Significant Digit).



Meßzeiten bis zu 10s sind noch praktikabel. Wird die Grenzfrequenz des Zählerblocks durch Einsatz von Vorteilern erweitert, reduziert sich die Auflösung um dessen Vorteilfaktor n und es ist mit der effektiv wirksamen Meßzeit zu rechnen.

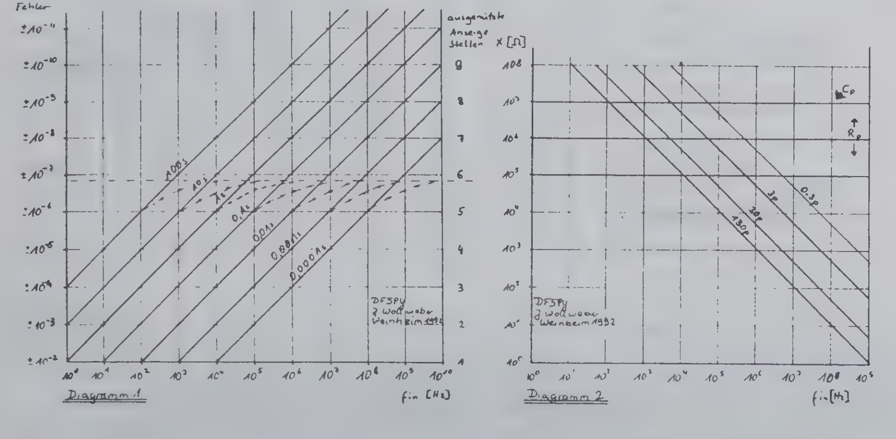
$$DISPLAY = \frac{f_{in} \cdot t_{COUNT}}{n} = f_{in} \cdot t_{COUNT\ effektiv}$$

DISPLAY = angezeigter Frequenzwert
f_{in} = Eingangsfrequenz in Hz
n = Vorteilerfaktor, ohne Vorteiler n = 1
t_{COUNT} = Meßzeit in s
$t_{COUNT\ effektiv}$ = effektiv wirksame Meßzeit reduziert um den Teilungsfaktor des Vorteilers. $t_{COUNT\ effektiv} = t_{COUNT} / n$

Anzeigefehler: Equivalent zu analogen Meßgeräten, bei denen die maximale Genauigkeit bei Vollausschlag gegeben ist, gilt dies auch bei digitalen Meßgeräten. Die Auflösung in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz und effektiver Meßzeit ist aus Diagramm 1 abzulesen. Bei einem Vorteilungsfaktor von n=100 hat man bei 0.1s Meßzeit nur noch eine effektive Meßzeit von 0.001s. Bei 70cm erreicht man damit nur noch eine 6 stellige Anzeige und 1KHz Auflösung.

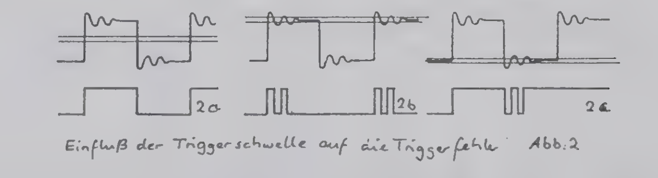
Da die am Gate anliegende Frequenz $f_{in\ Gate}$ nicht mit der aus der Quarzzeitbasis synchronisiert ist, kommt es zu einer Anzeigeunsicherheit von 1 Digit. Wie in Abb.1a im Takt-Diagramm zu sehen kann der Zähler bei konstanter Frequenz je nach Phasen-Lage der Eingangsfrequenz zum COUNT-Signal 11 oder 12 Signale zählen. Ohne Zeitbasis-Fehler ergibt sich der Anzeige-Fehler zu

$$Fehler\ \% = \frac{\pm 100}{f_{in} \cdot t_{COUNT\ effektiv}}$$



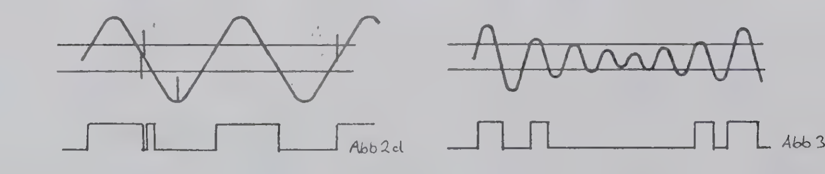
Der Anzeige-Fehler reduziert sich mit zunehmender Auflösung. Wird bei Einsatz von nichtdezimalen Vorteilern z.B.1/64 die Anzeige durch Ausblendzähler quasi dezimalisiert erhöht sich der Fehler. Die Anzeige wird durch Ausblenden von Signalen dezimalisiert und wodurch sich ein mittlerer Teilungsfaktor von 1/100 ergibt. Für 6400 Eingangsimpulse liefert der Vorteiler 100 Ausgangsimpulse. Für die richtige Anzeige von 64, müssen 36 Impulse unterdrückt werden. Das Ausblenden ist durch Kaskadierung von zwei 74167 als Ausblendteiler a 8/10 mit zusammen 64/10 möglich. Am Tor steht jedoch nicht kontinuierlich die geteilte Eingangsfrequenz an. Fallen Anfang und Ende der Meßzeit in diese Lücke erhöht sich der Fehler erheblich.

Trigger-Fehler: Das Signal entsteht durch Über- bzw. Unterschreiten einer Referenzschwelle durch die der Amplitude des verstärkten Eingangssignales . Die Triggerung besitzt einen Hysterese-Bereich an derem oberen Wert ein- und am unteren Wert ausgeschaltet wird. Sind dem Signal Störgrößen überlagert, wie z.B. Rauschen kommt es zu einer Triggerungenauigkeit (Abb.1b). Die Triggerung kann durch die Störsignale früher oder auch später erfolgen.



Einfluß der Triggerschwelle auf die Triggerfehle Abb.2

Bei einem schlecht kompensierten Tastkopf kommt es zu Einschwingvorgängen deren Einfluß ind Abb.2 zu sehen ist. In Abb.2a reicht der Störabstand durch Wahl der Triggerschwelle für eine richtige Anzeige aus. In Abb.2b und c ist der Störabstand unzureichend, wodurch es zu Triggerfehlern kommt. Durch zu niedrige bzw. hohe Triggerschwelle erzeugen die Störgrößen weitere Impulse.



Trotz optimal gewählter Triggerschwelle kann es bei Spikes zur Erzeugung zusätzlicher Pulse kommen (Abb.2d), im Gegensatz zu amplitudenmodulierten Signalen bei denen es zur Unterdrückung von Signalen kommen kann (Abb.3b).

Hochwertige Zähler bieten ähnlich Oszilloskopen eine Reihe von Möglichkeiten wie z.B. variabler Triggerlevel, negative positive Triggerung, Tiefpass (-3dB/100KHz), Abschwächer, AC/DC-Kopplung.

Zeitbasis-Fehler: Die durch die Zeitbasis hervorgerufenen Fehler machen sich ab Frequenzen >Fehler^{-1} bemerkbar.

Die Abweichung der Quarzzeitbasis wird hervorgerufen durch:

- Instabilität des Oszillators
  - Temperaturabhängigkeit des Oszillators
  - Versorgungsspannungsschwankungen
  - Alterung
  - sonstige externe Einflüsse
- ungenauer Abgleich der Zeitbasis

Ein Quarzoszillator ist nur stabil, wenn die Bürde des Quarzes zum Oszillator paßt. Besteht der Oszillator z.B. Invertern eines IC's, ist dies durch Fertigungsschwankungen nicht immer gegeben. Man benötigt gerade für Messungen im Bereich oberhalb 100MHz eine stabile Zeitbasis.

Einfache Oszillatoren besitzen eine Genauigkeit um $5 \cdot 10^{-6}$ wodurch sie für höhere Frequenzen ungeeignet sind. Ziel ist es Frequenzschwankungen die durch Umgebungseinflüsse hervorgerufen werden möglichst klein zu halten.

Die Temperaturabhängigkeit kann durch Temperaturkompensation verringert werden z.B. in dem man die Frequenzschwankungen mit einer zur Temperaturabweichung proportionalen Regelspannung mittels Kapazitätsdiode ausregelt. TXCO's besitzen eine Genauigkeit um 10^{-7}.

Eine einfache Lösung ist ein kalter Thermostat, d.h. der Oszillator arbeitet in einem Gehäuse hoher Trägheit gegen Erwärmung (z.B. solides Messing-Gehäuse), welches nur langsam Temperaturschwankungen folgt.

Die höchste Genauigkeit erreicht man jedoch mit einem thermostierten Oszillator OXCO. Beim warmen Thermostat wird ein Quarz mit AT-Schnitt verwendet, dessen Umkehrpunkt nicht wie üblich bei 25°C sondern um 70°C liegt. Da die Temperatur genügend hoch über Raumtemperaturschwankungen liegt, kann die Temperatur durch Aufheizen, z.B. NTC-Pille oder in einem beheizten Gehäuse, konstant gehalten werden. Eine einfache Thermostat-Regelung kann z.B. mit dem LM3911 realisiert werden, bei dem der Temperaturfühler im IC intergriert ist.

Für eine Genauigkeit von $1 \cdot 10^{-8}$ muß die Temperatur auf +-0.5K konstant gehalten werden. Für $1 \cdot 10^{-10}$ ist eine Regelgenauigkeit von +-0.05K erforderlich wozu man einen zweiten Thermostaten von 50°C benötigt. Bis sich die Temperatur stabilisiert hat können bis zu mehrere Stunden nötig sein.

Eine weitere Möglichkeit den Temperatureinfluß gering zu halten ist der Einsatz eines Peltier-Elements. Mit einer geeigneten Regelschaltung kann die Temperatur mit einer Regelgenauigkeit von 0.1mK auf 25°C gehalten werden, wodurch alle Quarze mit dem üblichen Umkehrpunkt verwendet

werden können. Je nach Stromflußrichtung wird dem isolierten Gehäuse durch das Peltierelement Wärme zu- oder abgeführt.

Die Alterung der Bauelemente ist ohne Temperaturwechsel bei konstanter Temeratur am geringsten, weshalb ein Thermostat neben der langen Einschwingzeit kontinuierlich betrieben werden sollte. Thermostaten erfordern dafür einen mehr oder weniger großen (Energie-)Aufwand.

Für den Abgleich einer Quarzzeitbasis ist ein Frequenznormal oder zumindest ein Oszillator mit einer um mindestens einer Dekade besseren Genauigkeit notwendig. Der Abgleich ist mit einem Oszilloskop über Lissajous-Figur möglich. Eine zweite Möglichkeit ist den abzugleichenden Oszillator normal aufgelöst darzustellen und mit dem Referenzsignal extern zu triggern. Das Bild steht in beiden Fällen, erst nach erfolgreichem Abgleich und damit Frequenzgleichheit.

Die Auswirkung eines Gesamtfehlers von von z.B. $7 \cdot 10^{-6}$ hervorgerufen durch die vorgenannten Fehler ist durch die gepunkteten Kurven die gegen die gestrichelte Linie sich annähert (Diagramm 1) zu sehen. Bei anderen Fehlern verschiebt sich das Kurvenende dementsprechend. Als größte Fehlerquellen sind ein ungenauer Abgleich und Temperaturabhängigkeit des Oszillators zu nennen, während Schwankungen der Versorgungsspannungs und Alterung jeweils um eine Dekade kleiner sind.

Meßwiederholfrequenz: Die Frequenz mit der Messungen wiederholt werden, hängt von der Meßzeit ab und stellt die zeitlichea Auflösung dar. Wie aus dem Taktdiagramm in Abb.1a zu sehen folgt auf den Abschluß der Zählzeit je nach Schaltung eine mehr oder weniger große Totzeit. Während der Totzeit erfolgt Übernahme des Zählerstandes in den Zwischenspeicher, Rücksetzen und geg. Voreinstellung des Zählers auf einen neuen Wert. In vielen beschriebenen Zählern wird COUNT von der geteilten Zeitbasis-Frequenz gebildet, wodurch auf COUNT eine gleichlange Totzeit folgt. Während dies bei kurzen Meßzeiten nicht auffällt, muß man bei einer Meßzeit von 10s, bis Anzeige des nächsten Meßwerts 20s warten. Durch geeignete Schaltungen kann die Totzeit auf ein Minimum von wenigen ms reduziert werden, wodurch bei längeren Meßzeiten die Wiederhol-Frequenz nahezu verdoppelt wird.

Sonstige Fehler: Schwer erfassbar sind Fehler durch Frequenzschwankungen während einer längeren Meßzeit. Der Frequenzzähler zählt alle anstehenden Signale unterhalb seiner Grenzfrequenz. So muß man z.B. wegen der Frequenzänderungen während eines Abgleiches einer Schaltung eine Meßperiode abwarten bevor man sie richtige Anzeige hat. Der zuerst angezeigte Wert entspricht nur dem gemittelten Wert während der Meßperiode. Trotz höherer Auflösung kann die Genauigkeit dadurch schlechter als bei der nächst kleineren Meßzeit sein.

Fehler durch Ankopplung: Besitzt die Schaltung einen 50 Ohm Ausgang.

kann man die Frequenz leicht rückwirkungsfrei messen. Bei Vorteilern hat man eine Eingangsimpedanz von 50Ohm oder kann diese durch einen Durchgangs-Abschlußwiderstandes oder Dämpfungsgliedes erhalten. Schwieriger wird das Messen an einer Schaltung ohne Ausgang, durch den niederohmigen Belastungswiderstand.

Gut sieht es scheinbar im KW-Bereich mit der Rückwirkungsfreiheit durch hochohmige Eingänge von typisch 1MOhm mit einer Parallel-Kapazität von 30-50pF aus. Leider kann man den Eingang des Zähler nicht über ein kurzes Kabel anschließen, da man hierzu den Zähler über die Schaltung halten müßte. Längere Kabel führen zur Aufnahme unerwünschter Frequenzen und verfälschen bzw. verhindern eine genaue Messung, wie man es von der netzeinstrahlung am Eingang eines Oszilloskops ähnlicher Grenzfrequenz und Eingangsempfindlichkeit kennt.

Wird ein Stück abgeschirmtes Kabel verwendet, z.B. RG-174 mit einer Eigenkapazität von 101pF/m erhöht sich Eingangskapazität des Zählers. Mit Eingangskapazität und Kabelkapazität kommt man bei nur einem Meter Kabel leicht auf mehr als 130pF. Wie in Diagramm 2 zu sehen liegt die Impedanz des Eingangs bei 30pF und 12MHz schon um 440 Ohm. Zusammen mit einem Stück Koaxkabel liegt sie leicht über 130pF und damit bei 100 Ohm. Durch die kapazitive Belastung wird der Arbeitspunkt und die Arbeitsfrequenz verstimmt, während die Belastung durch den Eingangswiderstand vernachlässigbar bleibt. Ein Abgleich stimmt nur solange der Zähler angeschlossen bleibt.

Ähnliche Probleme hat man bei den Oszilloskopen, wo zusätzlich zur geringen Belastung der Schaltung auch keine Signalverfälschung erwünscht sind. Solange eine Abschwächung um den Faktor 10 toleriert werden kann, können kompensierte Tastköpfe verwendet werden. Die Eingangskapazität und der Eingangswiderstand bilden zusammen mit der Kabelkapazität und einem Widerstand einen kompensierten Teiler. Durch die Abschwächung des Signales auf 1/10 des ursprunglichen Wertes, erhält man dafür einen um den Faktor 10 höheren Eingangswiderstand (10MOhm statt 1MOhm), und eine um den gleichen Faktor niedrigere Eingangskapazität (3pF statt 30pF). Nach Kompensierung des Tastkopf an dem jeweiligen Eingang ensteht auch keine Signalverzerrung bzw. Triggerfehler mehr.

Es kann jeder 10:1 Tastkopf der für die Eingangsimpedanz 1MOhm parallel zu 30pF auch an den Zählereingang eines Zählers mit der gleichen Eingangsimpedanz angeschlossen werden. Bei einer Belastung von 3pf ist sowohl die kapazitive Verstimmung gering, als auch die die Belastung mit über 4.4KOhm bei 12MHz klein. Die Grenzfrequenz des Tastkopfes muß der des Zählers entsprechen.

Wer ein Oszilloskop mit höherer Grenzfrequenz (>50MHz) besitzt, hat es leichter. Statt die Tastköpfe des Oszilloskops am Zähler zu benutzen kann er den Zähler am Oszilloskop anschließen. Im Oszilloskop wird das Eingangssignal wie in einem Zähler zur Triggerimpulserzeugung aufbereitet, der für ein stehendes Bild notwendig ist. Bei sauber getriggertem

Bild entspricht die Triggerfrequenz der zu Messenden. Nach Pufferung kann man diese dem Zähler zuführen. Es entfällt die Doppelbelastung Zähler/Oszilloskop. Neben der Frequenz kann gleichzeitig die Amplitude und Signalform messen, was zum Abgleich eines mehrkreisigen Tx-Filter im 10m-Fm-Tx notwendig ist. Sind die Spulenkerne verstellt ist ein Abgleich mit Zähler allein Glückssache. Mit der Kombination Oszilloskop, Tastkopf und Frequenzzähler kann durch die geringe Belastung 3pF//10MOhm Stufe nach Stufe abstimmen.

Neben den passiven Tastköpfen gibt es für Digital-Speicheroszilloskope auch eine ganze Reihe aktiver Tastköpfe. Diese bestehen aus einem FET-Vorverstärker der die Schaltung gegen die Eingangsimpedanz und die Kabelkapazität isoliert. Durch den Verstärker kann sowohl der 10/1 als auch umschaltbar 1/1 realisiert werden, ohne das sich die Belastung verändert. Der Ausgangswiderstand ist zwischen 1MOhm und 50Ohm umschaltbar, als auch ein Spannungsoffset einstellbar. Der PB51 von Gould besitzt eine Bandbreite von 500MHz bei einem Eingangswiderstand von 1MOhm //2pF. Spitzenreiter der aktiven Tastköpfe dürfte der P6217 von Tektronix sein mit einer Bandbreite von 4GHz bei einer Eingangsimpedanz von 100kOhm //0.3pF. Den geringeren Eingangswiderstand kann man gegenüber der kapazitven vernachlässigen. Andere Tastköpfe besitzen ähnliche Daten, wobei es auch lower Cost Versionen mit kleineren Bandbreiten gibt. Ausführungen mit miniaturisierten Tastkopfspitzen erlauben auch die sichere Kontaktierung von SMD-Bauteilen.

Neuere Oszilloskope besitzen einen Signalausgang, an dem das Eingangssignal gepuffert herausgeführt wird (z.B.0.1V/cm Bildhöhe). Man kann einen Zähler auch mit diesem Signal versorgen, besitzt aber nicht die Vorteile der Störunterdrückung, wie man sie bei Auskopplung im Triggerteil erhält.

Vorteiler: Je nach verwendeter Logik-Familie ist der Einsatz von Vorteilern in einem Bereich zwischen 30 und 100MHz notwendig, auch wenn Abweichungen in beide Richtungen möglich sind. Der Einsatz von Vorteilern mit integriertem Vorstärker bedeutet auch den Übergang zur niederohmigen Eingangsimpedanz von 50 Ohm. Das Messen in und an Schaltungen ohne 50Ohm Meßausgang ist einfacher wenn man den Vorteiler direkt an der Schaltung ankoppelt und nicht fest im Zähler einbaut. Die Verbindung erfolgt mit einem beliebigen Koaxkabel zum Zählereingang. Das vorgeteilte Signal kann auch über mehrere Meter mit einem Koaxkabel zum Zähler geführt werden.

Vorteiler benötigen je nach Frequenz und Empfindlichkeit einen zusätzlichen Vorverstärker. Im Gegensatz zu normalen Zählern besitzen Vorteiler nicht nur eine obere sondern auch eine untere Grenzfrequenz. Außerhalb dieser Eckwerte nimmt die Eingangsempfindlichkeit ab, kann durch einen zusätzlichen Vorverstärker (z.B.MMIC) verbessert werden. Bei Vorteilern ist auch sein Dynamikbereich und die maximale Eingangsleistung bei der er zerstört wird zu beachten.

Beim U664 wird der Frequenzbereich mit 30-1000MHz bei einer Empfindlichkeit von typ.5mV (80-900MHz) angegeben. Mit höherem Eingangspegel kann man mit dem IC auch noch bis 23cm messen und einzelne IC's arbeiten noch bei 1600MHz. Durch Kaskadierung von weiteren Vorteilern läßt sich die Grenzfrequenz bis zu 10GHz erweitern.

Da die Vorteiler nicht dezimale Teilungsverhältnisse haben z.B. 1/64 beim U664, erhält man bei einer Eingangsfrequenz von 438.75MHz eine Ausgangsfrequenz von 6.85546875MHz. Um nicht jedesmal einen Taschenrechner benutzen zu müssen, muß die Meßzeit um den gleichen Teilungsfaktor korrigiert werden. Auch wenn das Ausblenden einzelner Pulse möglich ist, ist das wegen der entstehenden Triggerfehler nicht sinnvoll.

Einfacher, aber nicht bei jedem Frequenzzähler möglich, ist die Anpassung der Meßzeit um den entsprechen Vorteilfaktor, hier 100/64 also eine Meßzeit von z.B. 1.5625s anstelle von 1s. Bei hochintegrierten Zähler-IC's wie z.B. dem 7216 (Intersil) ist leider nur durch einen neuen stabilen Quarzoszillators oder Einsatz eines Ausblendreglers ein Betrieb möglich.

Vielseitiger ist die Variation der Meßzeit über frei programmierbare Teiler in der Quarzzeitbasis. Der Teilungsfaktor der Quarzzeitbasis ist zwischen 1 und 1000 frei programmierbar. Es sind dadurch sowohl die Teilungsfaktoren 10^n mit n=1-3 und dadurch die dezimalen Meßzeiten 10s, 1s, 0.1s, als auch die Werte 2^n zum Betrieb von nichtdezimalen und kaskadierten Teilern einstellbar.

Der Vorteil der hohen Empfindlichkeit und Bandbreite eines Vorteilers wie z.B. dem U664 stellt gleichzeitig ein Problem dar, da die Wahrscheinlichkeit der Aufnahme und damit Störanfälligkeit gegen unerwünschte Signale hoch ist. Wer in einem hochfrequenten Ballungsgebiet wohnt, kann sich ein Bild zu machen, in dem er einen U664 an eine Groundplane Antenne anschließt und sich den Ausgang mit dem Oszilloskop ansieht. Das rauschähnliche Signal stammt trotz Selektion durch die Antenne von den vielen vorhandenen Signalen. Vereinzelte Signale sind so groß, daß man am Zähler die Frequenz ablesen kann.

Ähnliche Probleme hat man bei Signalauskopplung durch Koppelspule vorrausgestzt man koppelt nur locker an die Spule an, um die Beeinflussung gering zu halten. Mit einem 1/10 Tastteiler wie im KW-Bereich könnte man den Eingangswiderstand nur auf 500 Ohm anheben.

Verbesserung erreicht man durch eine selektive Ankopplung was zur MAP führt.

MAP=Magnetische Antenne als Tastkopf: Durch Einsatz einer magnetischen Antenne (Magnetic Antennae Probe = MAP) erhält man eine breitbandige rückwirkungsarme Signalauskopplung.

Die Möglichkeiten und Vorteile sind z.B. am Abgleich eines 23cm Konverters zu zeigen. Der Konverter besitzt keinen Ausgang zur Messung

der Oszillatorfrequenz. Die Frequenzaufbereitung besteht aus einem Quarzoszillator und Vervielfacherstufen in seperaten Kammern. Durch den kompakten Aufbau kommt man schwer oder garnicht an die nötigen Stellen heran, bzw. belastet und verstimmt an anderen Punkten.

- Durch Aufnahme der Streufelder mit der MAP hat man eine lose und damit nahezu rückwirkungsfrei Auskopplung.
- Durch die z.T. hohe Güte der MAP und damit verbundene Selektivität hat man eine gute Störsignalunterdrückung und gleichzeitig Empfindlichkeitsgewinn durch Resonanzüberhöhung der Spannung.
- Durch Abstimmung können alle stärkeren Spektralanteile des Oszillators (z.B.Harmonische) separat gemessen werden.
- Beim notwendigen Abgleich der MAP gehen Umgebungseinflüsse in den Abgleich ein und sind somit kompensiert.
- Durch die geringe Baugröße (d<Lambda/4Pi für die höchste Meßfrequenz) und die Richtwirkung (Abb.4b), wird direkt über der Schaltung ausgekoppelt und es kann zwischen einzelnen Signalquellen unterschieden werden.
- Große Bandbreite (> 1 Oktave) je nach Anfangskapazität und Kapazitätsvariation auch mehr.
- Ausgangsimpedanz von 50 Ohm (auf geringe Reflektion abgleichbar) und direkter Anschluß von MMIC und Prescaler möglich
- Amplitudendetektion des Signales möglich und damit Abschätzung deSignales

Die obere Grenzfrequenz wird durch den Umfang bestimmt der kleiner als Lambda/4 sein muß. Je nach Aufbau und Anfangskapazität des Kondensators ist eine Reduzierung des Durchmessers nötig. Der Gewinn gegenüber einem Lambda/2 Dipol liegt bei -0.6dB, und eine Oktav tiefer um -2.5dB. Der Strahlungswiderstand liegt unter 1Ohm um bei halber Frequenz bei ca 50mOhm zu liegen.

Der Kreis kann aus Semi-Rigid-Kabel, Silberdraht oder aus einer Platine geäzt aufgebaut werden. Durchmesser des Drahtes und Oberflächengüte bestimmen neben der Güte des verwendetn Kondensators die erreichbare Gesamtgüte. Die Auskoppelschleife hat 1/5 des Durchmessers der MAP, und bestimmt das SWR der MAP. Die Auskoppelschleife kann direkt vom abisolierten Innenleiter eines (Semirigid-)Koaxkabels gebildet werden, als auch auf eine kleine Koaxial-Buchse gelötet werden. Die Auskoppelschleife kann auch direkt an die Anschlüsse eines Vorteilers oder Vorverstärkers gelötet werden, wodurch gegebenenfalls eine symetrische Einkopplung sinnvoll ist.

Der Abstimmbereich wird durch die mögliche Kapazitätsvariation und Anfangskapazität des Kondensators und der Eigenkapazität des Aufbaues bestimmt, somit die obere Grenzfrequenz durch C_{min} und die untere Grenzfrequenz durch C_{max}.

$$\frac{f_{min}}{f_{max}} = \frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{(C_{Ant} + C_{Diode\ max})}{(C_{Ant} + C_{Diode\ min})}$$

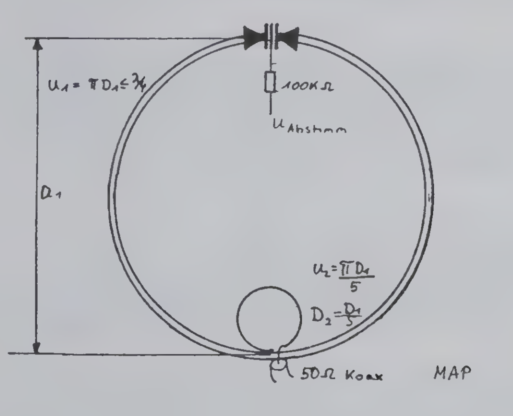
Bei zu hoher Anfangskapazität muß der Ringdurchmesser kleiner werden um die gewünchte Grenzfrequenz zu erreichen, womit ein Gewinnverlust verbunden ist. Ein MAP ist für tiefere Frequenzen auch mit mehreren Windungen möglich.

Die Güte der verwendeten Teile bestimmt die Bandbreite des MAP. Die Gesamt-Güte wird weitgehend von der Güte der verwendeten Kapazität bestimmt. Der Abgleich ist sowohl über ein Trimmer mit verlängerter Achse, mit Kapazitätsdioden oder einer Kombination von beidem möglich.

Weitere Anwendungsmöglichkeiten:

- Erfolgt die Abstimmung von Kapazitätsdioden (Spannungsoffset +2V) mit der einer langsamen Ablenkfrequenz eines Oszilloskops, erhält man bei Darstellung der vom Dioden-Tastkopf detektierten Spannung ein einfaches Spektrum.

- Benötigt man von einem Oszillator(-Aufbereitung) oder Mischer weitere Auskopplungen, kann dies über abgestimmte MAP's mit nachgeschaltenen MMIC-Verstärker geschehen. Eine Auskopplung separat von Grund-, Oberwellen, bzw. Mischprodukten getrennt ist denkbar sofern es der Platz zuläßt.



LITERATUR

[FC01] Hewlett Packard, MANUAL 5315A/B 100MHz UNIVERSAL COUNTER
[FC02] Otto R. Buhler, Stop Counter Error Electronic Design 1/77p.104
[FC03] Robert S.Stein, W6NBI, understanding and using electronic counters, HR, february 1978,p.10
[FC04] Otto R.Buhler, Modulo-N Counter Electronic Design 6,1978, p.90
[FC05] Tagungs-Dokumentation Quarzsymposium '85
[FC06] F.Spillner, DJ2KY, Oszillatoren im kalten Thermostaten, UKW-Berichte 2/64/106
[FC07] M.Plötz, DL7YC und M.Martin, DJ7VY, Ein Präzissions-Frequenz-Normal mit einer Kurzzeitstabilität von besser $1 \cdot 10^{-9}$, DUBUS VHF UHF Technik S.365
[FC08] Hansjürgen Vahldiek, Temperieren von Bauelementen, Elektronik24/89/S.102
[FC09] Joachim Wollweber, DF5PY, Ein modular erweiterbarer Meßplatz, Tagungsscript Weinheim 87
[FC10] Ulrich Dröse, DC7ZL, Digitale Frequenzmeßverfahren für den Mikrowellenbereich, Weinheim 1985
[FC11] Hans Würtz, DL2FA, DX-Antennen mit spiegelnden Flächen, cq-DL2/83 S.64, 4/83 S.170
[FC12] GÜnter Schwarzbeck, DL1BU, Rahmen und Ringantennen, cq-DL5/84 S.226

Carsten Vieland, DJ4GC

5860 Iserlohn-Hennen
Hennigesstr. 19
Tel.: 02304/50348

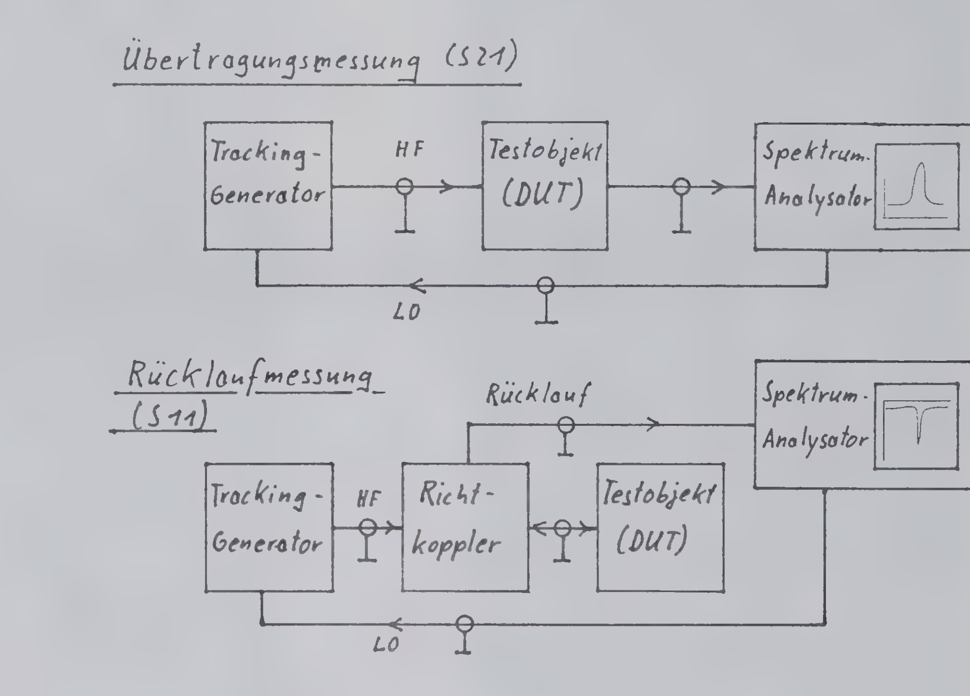
Tracking-Generator als hilfreiches Zubehör für Spektrum-Analysatoren (Selbstbau)

Ein Tracking-Generator arbeitet mit einem Spektrum-Analysator zusammen und erzeugt auf dessen augenblicklicher Analysierfrequenz ein Generatorsignal von z.B. 0dBm. Wird zwischen dem Ausgang dieses Tracking-Generators und dem Eingang des Spektrum-Analysators z.B. ein Filter, ein selektiver Verstärker oder ein Übertrager geschaltet, so läßt sich dessen frequenzselektives Verhalten mit sehr hoher Dynamik untersuchen. Mit Hilfe von Richtkopplern läßt sich aus der Anordnung ein Netzwerk-Analysator gestalten. Vorwärts- und Rückwärtsübertragungswerte sowie die Reflexionswerte von 50 Ohm-Vierpolen (S-Parameter) lassen sich über weite Frequenzbereiche mit hoher Dynamik verfolgen.

Auch als hochwertige PLL-stabilisierte rauscharme Signalquelle mit einer 6- bis 9-stelligen genauen Frequenzanzeige dürfte der Generator gute Dienste verrichten. Einen solchen Meßsender als Tracking-Generator aufzubauen ist sicher leichter und preiswerter als ein Gesamtgerät zu konstruieren, da wesentliche Funktionen vom Spektrum-Analysator geliefert werden.

Es gibt jedoch einige Probleme zu lösen, die ein solches Gerät weniger leicht gelingen lassen als einen "normalen" Generator. Im Tracking-Generator wird dem herübergeführten Oszillatorsignal (LO) des Spektrum-Analysators eine quarzstabilisierte Frequenz zugemischt, die exakt der 1.ZF des Analysators entspricht. Summe oder im allgemeinen Differenz beider Schwingungen ergeben dann genau die Analysier- bzw Trackingfrequenz. Zwischen diesem Hilfsfrequenz-Generator im Tracking-Generator und dem Eingang des ZF-Verstärkers im Analysator muß eine Isolation von ca 90 bis 100dB realisiert werden, obwohl sich beide Mischer aus derselben LO-Quelle speisen. Bei schlechteren Isolationswerten erscheint ein allgegenwärtiges Restsignal auf dem Analysator und setzt dessen Empfindlichkeit und Dynamik herab.

Überschlägig bewirken die beiden Mischer in den jeweiligen Geräten etwa je 30dB Isolation. Kommerzielle Tracking-Generatoren verwenden zudem einen Isolator (Zirkulator mit nur zwei Anschlüssen, auch Einwegleitung genannt), der weitere 20 bis 30dB Entkopplung mitbringt. Entkoppelnde Leistungsteiler im Analysator (10dB) sowie ein niedriger Pegel am RF-Port des Tracking-Mischers lassen den geforderten Wert zusammenkratzen. Anstelle der teuren Einwegleitung wurde im vorliegenden Gerät ein Dämpfungsglied mit anschließendem (selbstgebauten) Breitbandverstärker eingesetzt. Im Zeitalter preiswerter GaAs-FETs ist das die mit Abstand kostengünstigere Lösung. Der Isolationsverstärker arbeitet mit einem nicht gegengekoppelten MGF 1303 und erbringt mitsamt dem platinenintegrierten Dämpfungsglied von 3dB (zur Zwangsanpassung) einen Verstärkungsgewinn von +4dB in Vorwärtsrichtung, sowie einen Signalverlust von ca 30dB in Rückwärtsrichtung.



Ein weiteres Problem liegt in der notwendigerweise geringen Amplitudenwelligkeit des Ausgangssignals. Für breitbandigen Wobbelbetrieb täuscht jedes zehntel dB eine Selektionseigenschaft des Meßobjektes (DUT) vor, die in Wirklichkeit dem Meßaufbau zuzurechnen ist. Im vorliegenden Gerät ändert sich der Ausgangspegel auch bei schneller Breitbandwobbelung um weniger als +-0,4dB um den Sollpegel von 0dBm herum.

Der hier vorgestellte Tracking-Generator arbeitet mit einem Spektrum-Analysator HP 8562 zusammen und hat einen Frequenzumfang von 5 bis 2900MHz in einem Wobbelzug. Er wird bei der Firma SSB-ELECTRONIC in Iserlohn verwendet, wo auch einige der Dias entstanden. Mit diesem Vortrag soll Mut gemacht werden, sich auch diesen etwas schwierigen Zweig der Meßtechnik im Selbstbau zu erschließen. Auch wenn andere Analysatoren andere Frequenz- und Pegelpläne erfordern, sind die meisten der in Modulform aufgebauten Komponenten universell einsetzbar.

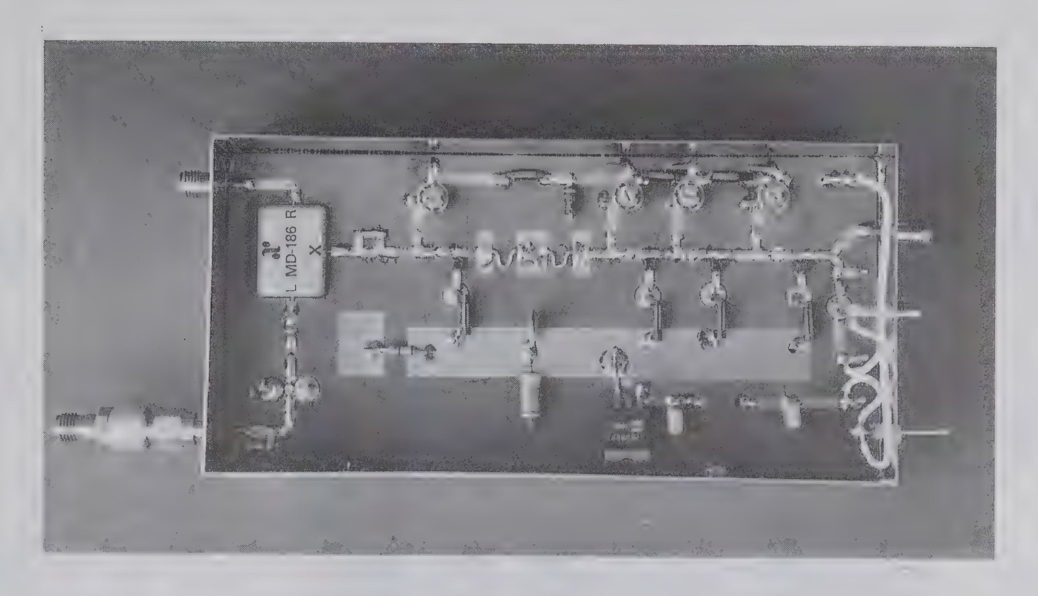
Frequenz- und Pegelplan

3,9107 / 6,8107 GHz / +16dBm
10dB
ca +8dBm
MD 186
3dB
+3dBm
10dB-Steps
-3dB MGF 1303
f_1 / f_2
MGF 1302
TP 3 GHz
1302 1302 1601
27
Au.
Isolationsverstärker
+4dB
-30dB
3,9107 GHz -10dBm
+5V
78 M5 HC
-1,3V
Stab.
DDB 6783
5 Mhz 2900 Mhz 0 ± 0,4 dBm
RF
LED gn
Sollwert
ca -0,1V DC
TCA 965
PIN-Regler
+12V
VCXO 1955,35 Mhz
Verdoppler
f_{vco} × 2 MGF 1302
Fingerfilter
Control
2 × OP 07
Soll
12V/0,3A
-12V/0,05A
220 V
ca +4,2V
+10dBm
ca +7dBm
-2,5V ≙ 0dB (10mA)
-1,3V ≙ -40dB



Einzel-Baugruppen des Tracking-Generators zum HP 8562

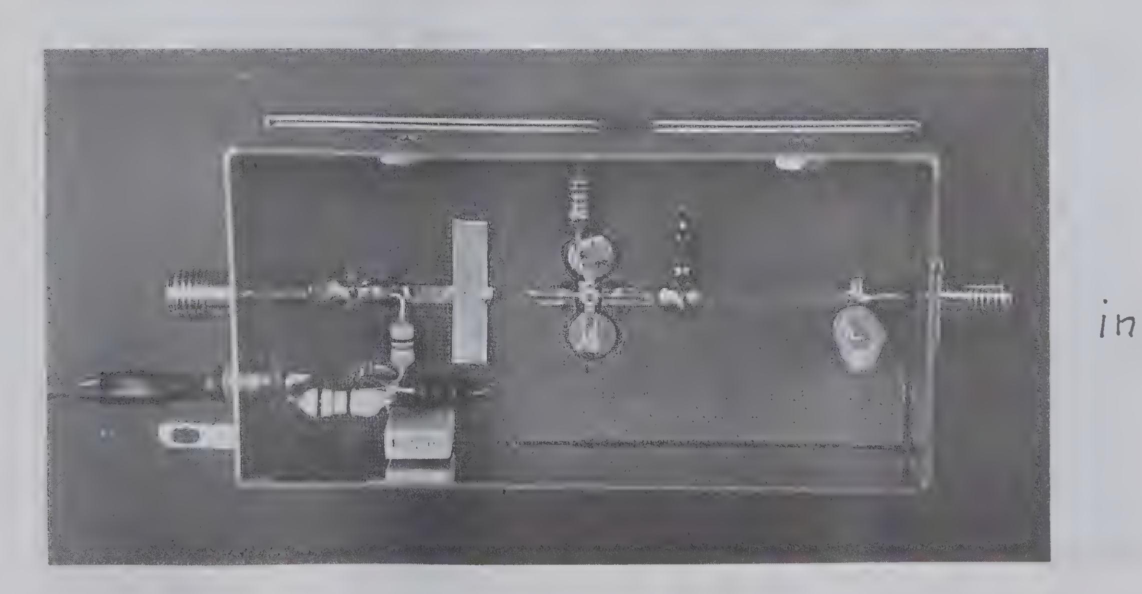
Mitlauf-LO 3,9107 6,8107 Ghz 16dBm
-10dB
LO
Mischer, Verstärker, Filter, Pegeldetektor
10dB-Steps
5 Mhz - 2,9 Ghz 0dBm ± 0,5dB HF-Aus
RF
Det.
LED gn
Verdoppler
Fingerfilter
ca 4,2V
VCXO 1955,35Mhz
f_{vcxo} × 2
Control
Pegelregler



Hauptplatine



VCXO auf der halben 1. ZF des Analysators



VCXO- Verdoppler

PIN-Regler

Fingerfilter 3,91 GHz

Netzteil

LO-Eingang

VCXO-Doppler

Regelverstärker

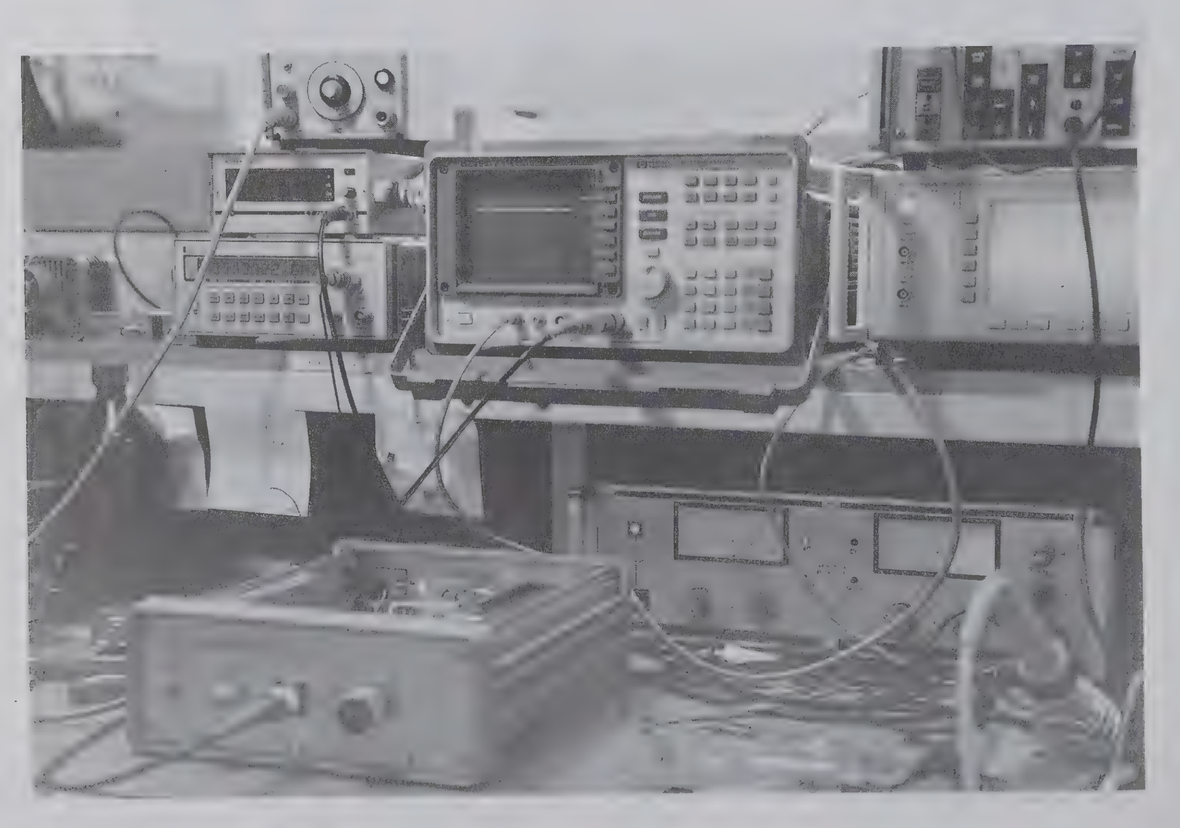
VCXO

Hauptplatine

Step-Attenuator

Fertiges Gerät





Labor-Stilleben mit Referenz-Wobbelzug

37. UKW - Tagung Weinheim 1992

Erweiterbarer Wobbelgenerator für Anwendungen im Amateurbereich

(1)

Referent: Stefan Steger, DL7MAJ
Gulbranssonstr. 20
8000 München 71
089/7900920

1. Einleitung: Wozu Wobbelgeneratoren?

- Abgleichhilfe zur
- Darstellung eines Frequenzbereiches mit Dämpfung oder Verstärkung des Meßobjektes
- HF-Signalgenerator ("Hand"-Betrieb)

2. Konzept (Anlage 1)

Wegen gewünschter Erweiterungsmöglichkeiten für neue Frequenzbereiche Aufteilung in zwei Geräte:

- "Grundgerät" (Hauptplatine)
  - Sägezahnoszillator
  - Frequenzanzeige
  - Stromversorgung
- "Oszillatorteil"
  - VCO
  - Linearisierung, Anzeigensteuerung
  - Eichmarkengenerator

Durch eine Steckverbindung kann der Oszillatorteil leicht ausgetauscht werden (Erweiterung).

3. Realisierung

(2)

Forderungen:

- Δf mind. 2:1 pro Bereich
- linear ($u \rightarrow f$)
- Ausgangsleistung konstant ($\neq f(f)$)
- Frequenzanzeige bei Handbetrieb (~5%)
- Eichmarken (Quarz)

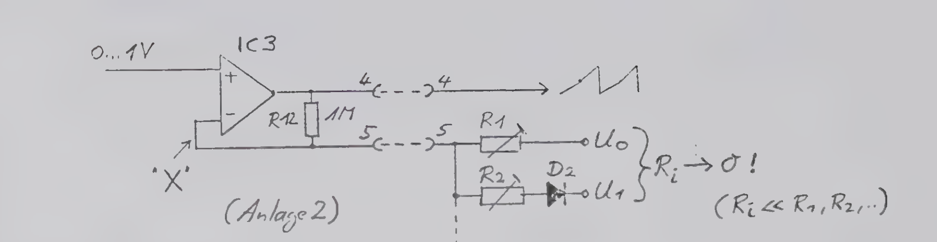
Problem Linearisierung

u_{Diode}

Anzeige

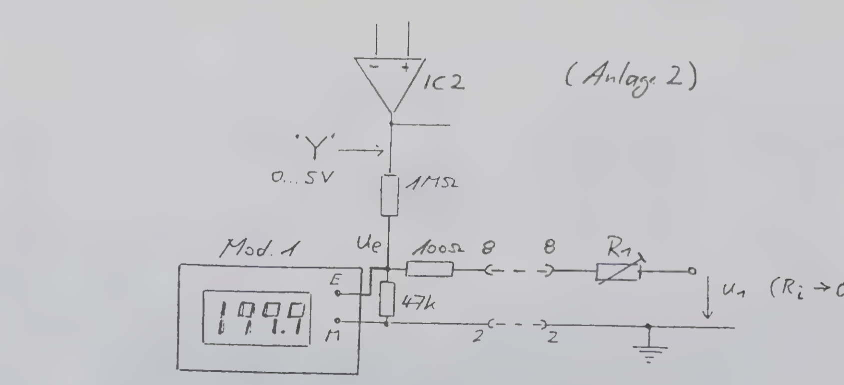
f (MHz)

Nachbildung mit Funktionsnetzwerk nach /4/



Beispiel

(3)



$II: v = \frac{19,5}{0,52} = 37,5$

$I: v = \frac{4,5}{0,24} = 18,8$

Bereich (I): $v = 1 + \frac{1M\Omega}{R_1}$ (D_2 sperrt!)

$18,8 = 1 + \frac{1M\Omega}{R_1}$; $R_1 = \frac{1M\Omega}{17,8} = \underline{56k\Omega}$ ($P_1 = 250k\Omega$)

$\frac{U_0}{R_1} = \frac{18V}{1M\Omega}$; $\underline{U_0 = 1,0V}$ (Spannung an "X" = 0V!)

Bereich (II): $v = 1 + \frac{1M\Omega}{R_1 \| R_2}$ (D_2 leitet!)

$37,5 = 1 + \frac{1M\Omega}{R_1 \| R_2}$; $R_1 \| R_2 = \frac{1M\Omega}{36,5} = 27,4k\Omega$

$\underline{U_1 = 0,24V}$ (*) $\qquad \frac{1}{R_2} = \frac{1}{27,4} - \frac{1}{56}$; $\underline{R_2 = 53,7k\Omega}$

(*) Die Dioden-Durchlaßspannung (~0,5V) ist abzuziehen!

$\Rightarrow U_1 \sim 0,24V - 0,5V \sim \underline{-0,26V}$

Frequenzanzeige bei Handbetrieb

(4)

(Anlage 2)

IC2

'Y' 0...5V

1MΩ

Mod. 1 — 1999 — E, M

Ue — 100Ω — 8 — 8 — R_1 — u_1 ($R_i \to 0$)

47k — 2 — 2

Beispiel:

$f = 20 \dots 40 MHz \;\hat{=}\; 20,0 - 40,0\ mV\ (U_e)$

Ersatzschaltbild:

$0 \dots 0,224V$ $(5V \times \frac{47k}{1047k})$

(47k//1M) 44,9k

(100Ω) — 8 — 8 — R_1

u_e — u_1

2 — 2

$\Delta U_e = 40 - 20 mV = 20 mV$

$\Delta U_Y = 224 mV$

$\Rightarrow 224mV \times \frac{R_1}{R_1 + 44,9k} = 20mV \Rightarrow \underline{R_1 = 4,4k\Omega}\ (-100\Omega)$

Wenn $U_Y = 0V$, dann $u_e = 20mV$

$\Rightarrow u_1 \times \frac{44,9k}{44,9k + 4,4k} = 20mV$

$\underline{u_1 = 21,9mV}$

(5)

4. Schaltungsbeschreibung

4.1. Hauptplatine (Anlage 2)

IC1: Sägezahn (1,6 ... 3,2V)
Für Handbetrieb P9/P10 entsprechend abgleichen

IC2: Mit P7/P8 auf 0...5V (an "Y") abgleichen.
Mit P5/P6 auf −1V ... +1V abgleichen (X_{OUT})

X_{ext} (Eingang) berechnet für 0...2,55V (D/A)
Mit P11/P12 auf 1,6 ... 3,2V abgleichen
(Hinweis: P13 so abgleichen, daß bei offenem X_{ext}-Eingang 0V anliegen an X_{ext}.)

Brücke 1-1' oder 2-2' je nach gefordertem Z-Signal (Dunkeltastung Rücklauf Scope)

4.2. Universal-Oszillator (Anlage 3)

(P) so abgleichen, daß im höchsten Frequenzbereich die Ausgangsleistung noch konstant ist!
(ca. 200 mV_{SS})

4.3. Markengenerator (Anlage 5)

C105 auf exakt 10,000 MHz abgleichen
P101 auf maximale Markenamplitude abgleichen
(Achtung! Schwingneigung T103!)

⇒ Bei 100kHz-Marken wird durch D103/R115 C110 zugeschaltet zur Verbreiterung der 100kHz-Impulse (besseres Spektrum)

(6)

Literatur

/1/ UHF-Unterlage Band I   S 147 ff
"Universal-Wobbelgenerator von 8,5 MHz bis 1,3 GHz"

/2/ UKW-Berichte Heft 3/91
"Markengenerator für 10 MHz- und 1 MHz-Marken"

/3/ UKW-Berichte Heft 1/92
"Breitband-VCOs in Microstrip-Technik"

/4/ Tietze-Schenk Halbleiterschaltungstechnik
3. und 9. Auflage   Springer-Verlag

/5/ UKW-Tagung Weinheim Skript 90
Ham-Oszillator zum modularen Meßplatz

/6/ UKW-Tagung Weinheim Skript 90
VCOs und YiG-Oszillatoren für UHF und SHF

/7/ UKW-Tagung Weinheim Skript 91
Modularer Meßplatz, Ham-Oszillator als Wobbel-oszillator

Hauptplatine Wobbler

Netzteil: +18V, −18V, +5V, +/− 9V (pot.-frei)

"+/− 18V" — z.B. Eichmarkengeber

"OSZ" — Linearisierung, Anzeige, Δf, f_{Mitte}, Dez.-Pkt., (Text)

Mod. 1

Anlage 2

⑧

Blockschaltbild / Konzept

Hauptplatine (Anlage 2/2a)

Universaloszillator

1	200 - 1000 kHz
2	400 - 1800 kHz
3	1,3 - 6,0 MHz
4	3,5 - 14 MHz
5	9 - 33 MHz
6	18 - 40 MHz
7	35 - 75 MHz
8	55 - 110 MHz
9	83 - 175 MHz

(Anlage 3/3a) Osz., ALC

(Anlage 4/4a) Lin., Anzeige, D.P.

(Anlage 5/5a) 10 / 1 / 0,1 MHz, Marker, ext, Pulse, HF

Frequenz

Anlage 1

④



Hauptplatine Wobbler

R1	10kΩ	R14	100kΩ	P1	100k log
R2	2,2kΩ	R15	10kΩ	P2	1k lin
R3	1kΩ	R16	470kΩ	P3	1k lin
R4	1kΩ	R17	39kΩ	P4	470k log
R5	10kΩ	R18	10kΩ	P5	10k
R6	10kΩ			P6	250k
R7	10kΩ			P7	1k
R8	47kΩ			P8	250k
R9	1MΩ			P9	500 Ω
R10	47k			P10	500 Ω
R11	100Ω			P11	1M
R12	1MΩ			P12	1M
R13	1kΩ			P13	1M

C1	6,8µ
C2	10n
C3	10n
C4	47p
C5	0,47µ/35 V
C6	" "
C7	" "
C8	" "
C9	" "

IC 1	NE 555	
IC 2	TL 081	
IC 3	TL 081	
IC 4	UA 7805	(5V/1A)
T 1	BC 237	
D1,2,3	1N4148	
Ind. 1	dig. Voltmeter 0... 199,9 mV	
	(Conrad Electronic)	

(9)

Anlage 2a)

Universal-Oszillator (0,2-200MHz)

4x12pol.

S1

-13V

680n

200mVss an 50Ω

(≙ 0,1 mW)

HF

zum Markengenerator

MC 1648

Osz.

1n

100p

2x AA118

100k

L1...L12

680n

680n

1k

ALC

-18V

47n

470Ω

470Ω

⊛ = 100nF SMD

Alle Duko: 1nF

+18V

22k

1n

TL081

270k

3,1k

0...1,5V

470Ω

0,2V

10k

(P)

-18V

0,1µ/30V

E A M

-13V

(↓+5V)

+5V 1A

-18V

+18V

4

1

Schirm

3

+13V

-18V

Anlage 3

(10)

Universal - Oszillator

(11)

	Bereich / Range	L	Windungen	Diode
1	200 - 1000 kHz	L1	~ 450	(2x) BB130
2	400 - 1800 kHz	L2	~ 200	"
3	1,3 - 6,0 MHz	L3	~ 80	"
4	3,5 - 14,0 MHz	L4	~ 40	"
5	9,0 - 33,0 MHz	L5	~ 20	"
6	18,0 - 40,0 MHz	L6	~ 15	BB204
7	35,0 - 75,0 MHz	L7	~ 8	"
8	55,0 - 110 MHz	L8	~ 5	"
9	83,0 - 175 MHz	L9	~ 3 ohne Kern	2x BB109
10				
11				
12				

Spulentyp : Neosid 10 K1 10 - 25 MHz

10 V1 50 - 200 MHz

10mm 10mm 15mm Cu 3mm R Dioden Gehäuse

Montage im "Kopfstand"

Anlage 3a)

Universaloszillator (Linearisierung / Anzeige)

Anlage 4

5 (Linearisierung) S1 ③ 1 12

6 7 (Dez.-Pkt.) S1 ②

8 (Anzeige) S1 ④ 2

P10 P11 P12 P13 P14 P15 P50 P51 P52 P53 P54 P55 P60 P61 P62 P63 P64 P65 P66 P67 P90 P91 P92 P93 P94 P95 P96 P97

P100 P101 P102 P103 P104 P105 P106 P107 P108 P109 P110 P111 P112 P113 P114 P115 P116 P117

+18V -18V 2,7k 560 Ω 220 Ω 2,7k + (1,5V) - (0,6V)

180k 68k 220k 5mV 40mV 200mV

ZV



Linearisierung/Anzeige

(13)

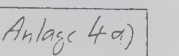
P10	250k	P50	250k
11	25k	51	25k
12	100k	52	250k
13	5k	53	5k
14	50k	54	100k
15	5k	55	5k
P60	1M	P90	1M
61	50k	91	50k
62	250k	92	250k
63	25k	93	25k
64	100k	94	250k
65	25k	95	25k
66	50k	96	25k
67	2,5k	97	2,5k
P100	50k	P111	500Ω
101	500Ω	112	25k
102	250k	113	10k
103	10k	114	50k
104	2,5k	115	10k
105	100Ω	116	100k
106	5k	117	10k
107	100Ω		
108	10k		
109	500Ω		
110	10k		

Alle Dioden: 1N4148

Anlage 5

Markergenerator 0,1/1/10 MHz

(14)



Markengenerator

(15)

R		C	
R100	100kΩ	C100	47nF
101	56Ω	101	470pF
102	2,2kΩ	102	1nF
103	47Ω	103	470pF
104	100kΩ	104	20pF
105	1kΩ	105	3-30pF
106	47Ω	106	1nF
107	18kΩ	107	100µF (Elko 16V)
108	330Ω	108	0,47µF (Tantal 16V)
109	470Ω	109	1nF
110	470Ω	110	4,7nF
111	470Ω	111	150pF
112	470Ω	112	100nF
113	1kΩ	113	1nF
114	47Ω	114	100nF
115	220Ω	115	1nF
116	27Ω	116	0,47µ (Tantal 16V)
117	22Ω	117	1nF
118	27Ω	118	6,8nF
119	470Ω	119	10nF
120	56Ω	120	15nF
121	1kΩ	121	15nF
122	2,2kΩ	122	0,47µF
123	100Ω	123	0,47µF (Tantal 16V)
124	2,2kΩ	124	0,47µF (Tantal 16V)
125	39Ω		
126	39Ω		
127	39Ω		
128	820Ω		
129	820Ω		
130	330kΩ		
131	82Ω		
132	2,2kΩ		
P100	2kΩ		

Alle Durchführungskond. 1nF

D100 - D103 1N4148

D104 Ge (AA 118 o.ä.)

T100 - T102 BC 237 o.ä. Q100 Quarz 10MHz

T103 BFR 9Ø o.ä.

IC 100	74 ALS Ø1	unterschiedliche PIN-Belegung! (IC 100 / IC 103)
IC 101, 102	749Ø	
IC 103	74ALS ØØ	
IC 104	TL Ø81	

Anlage 5a

Eugen Berberich, DL8ZX

Nürnberg, den 10.8.92

Sperrfilter gegen ATV-Störungen auf der ZF-Ebene für das 70 cm Band.

Bei der jetzt eingetretenen Bandbelegung im 70cm Band ist in Ballungsgebieten kaum störungsfreier ATV-Betrieb möglich. Störungen durch im ATV- Bereich liegende PR- und Relais Fest= stationen sind unvermeidlich (Bild 1).

Auf der UHF-Frequenz sind diese Störfrequenzen nicht aus= blendbar! Setzt man ein übersteuerungsfestes HF-Teil voraus, sowie frequenzstabile Oszillatoren, so kann man mit aktiven Notch- und passiven Quarzsperrfiltern im ZF-Bereich das lä= stige Moire´ und zustopfen des TV-Empfängers unterdrücken. Mit den oben genannten Sperrfiltern wurden die gestörten Frequenzbereiche ausgeblendet.

Die Entfernung von Frequenzanteilen im ZF-Bereich hat natür= lich seine Grenzen wenn die Störfrequenzen auf den Bild-, Ton- oder Farbträgerbereich fallen. Die Unterdrückung von Störsignalen hängt direkt von der Notchtiefe und -breite ab. Schmalbardige Signale ohne Modulation sind mit Quarz-Notch= filtern der weiter unten beschriebenen Art gut herauszufil= tern. Für modulierte Signale sind diese Filter zu schmal, Ausführungen als Bandfilter bieten sich an.

Besonders hartnäckige Störer sind Packet Radio Stationen, da diese häufig sehr breit moduliert sind (TTL-Signale ohne Tiefpass auf den Modulationseingang des Senders).

Anlass zu dieser Entwicklungsarbeit war eben eine solche Station und zwar der nur etwa 300m von meinem QTH entfernte Digipeater DBØABH (Bild 2).

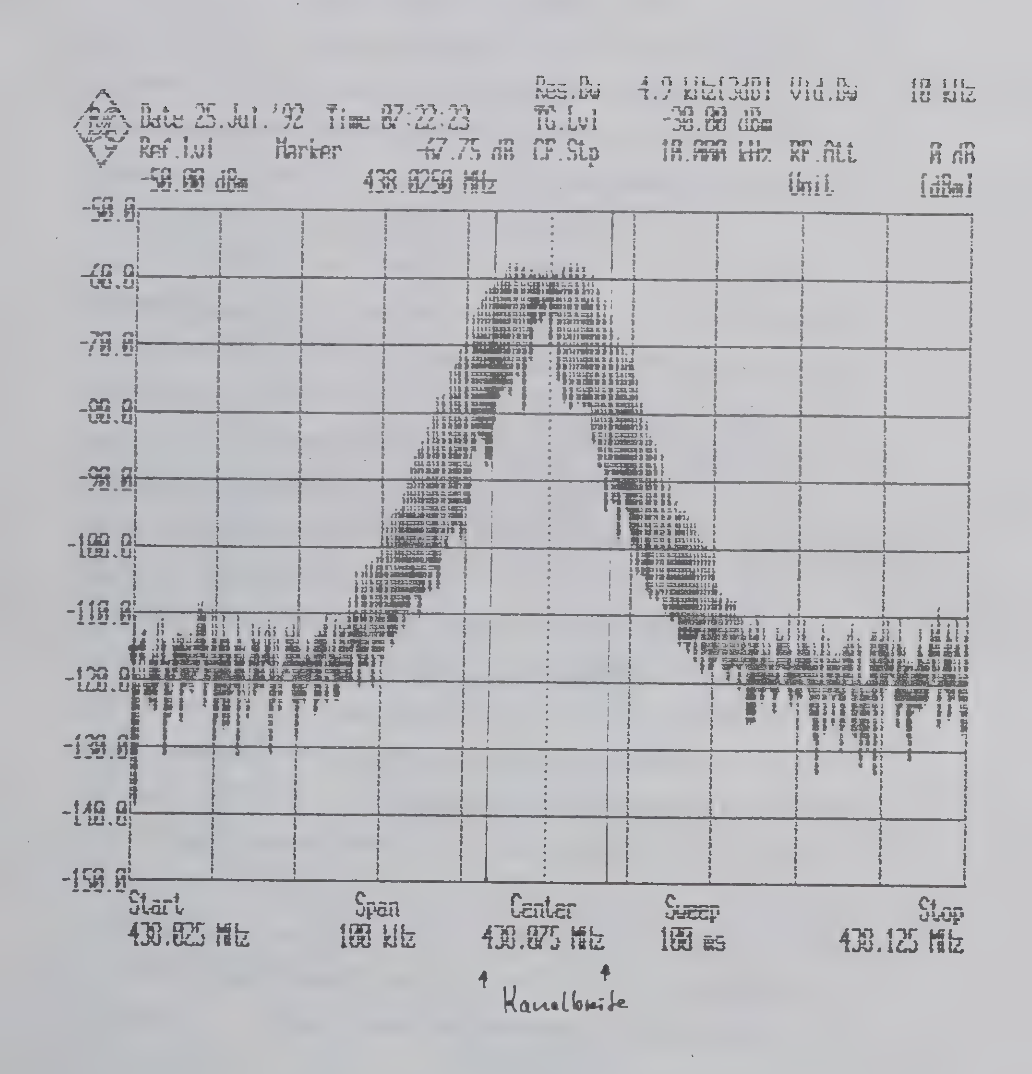
70cm Band
430 MHz
SSB-CW-Baken usw.
ISM+Fernst. 433,92
Bildträger 434,25
DBØABH 438,075
DBØRT 438,425 438,150
438,650 PR-direkt
438,680 Farbträger
438,750 DBØTP
439,75 TV-Ton
440
473,15 LO f. Mixer
TV-ZF Bereich
30 MHz
gespiegelt!
TV-Ton 33,40
DBØTP Farbträger 34,4
DBØVN 34,5
DBØRT 34,725
PR-Box dir. 35,00
DBØABH 35,075
Bildträger 38,90
ISM+Fernst. 39,23
SSB-CW-Baken usw

DL8ZX

Bild 1

6.8.92

70cm Band umgesetzt auf die TV-ZF



Die hohe Feldstärke dieser Station an meinem QTH erlaubte keinerlei ATV-Aktivitäten mehr auf dem 70cm Band. FM-Relais= stationen hingegen konnten wegen der kleineren Feldstärke und einer gewissen Entkopplung durch die unterschiedliche Polarisation, sowie schmalbandigere Modulation gut mit einem Quarzsperrfilter mit Bandfilterkurvenform unterdrückt wer= den. Störungen durch ISM-Geräte auf 432.92MHz erfahren durch das ZF-Filter bereits eine Dämpfung um etwa 10 dB (Bild 3).

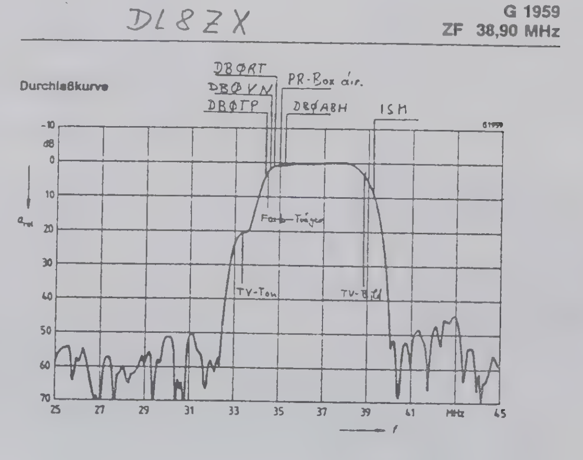


Bild 3

Wie oben bereits erwähnt sind stabile Oszillatoren Vorausset= zung für die Anwendung der beschriebenen Notchfilter. Dieses gilt für den TV-RX sowie für den "Störsender".

Aus diesem Grund wurde kein Konverterbetrieb gewählt, son= dern es wird direkt mittels Quarzoszillator auf die übliche TV-ZF umgesetzt (weniger Oszillatoren beteiligt).

Da nun einmal jeder Oszillator Frequenzschwankungen besitzt, auch die "Störsender", wurde der Umsetzeroszillator um +/- 10 kHz ziehbar ausgeführt (Bild 4).

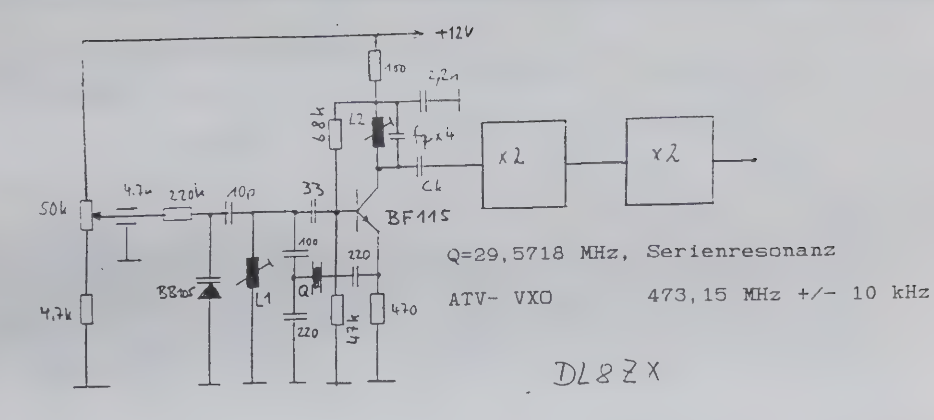


Bild 4

Damit kann man sich auf das Störminimum abstimmen. Sind meh= rere Störsignale am Standort, so muß man auf möglichst ge= naue Frequenzeinhaltung der "Störer" pochen (beim Betreiber) weil die Quarznotchstellen nur gemeinsam durch den Umsetzer= oszillator verschoben werden können.

Die Qualität der TV-Sendung wird durch die geringe Frequenz= verschiebung nicht beeinflußt.

Realisierung des Schaltungsvorschlages

Zur Einkopplung des Zf-Signales in einen üblichen TV-RX er= fordert eine Modifikation am ZF-Teil des TV-Empfängers. Als grundlegende Forderung gilt, daß das TV-Chassis frei sein muß von Netzpotential (Trenntrafo oder TV mit entsprechendem Schaltnetzteil).

Ist diese Forderung erfüllt, kann man sich einen 75 Ohm ZF-Eingang schaffen. Geeignet dazu ist der Treiberverstärker des OFW-Filters. Dieser besteht in der Regel aus einem breit= bandigen, gegengekoppelten Transistorverstärker (vorher fast keine Selektion) dessen Eingang durch die Gegenkopplung auf 75 Ohm festgelegt wurde (Bild 5).

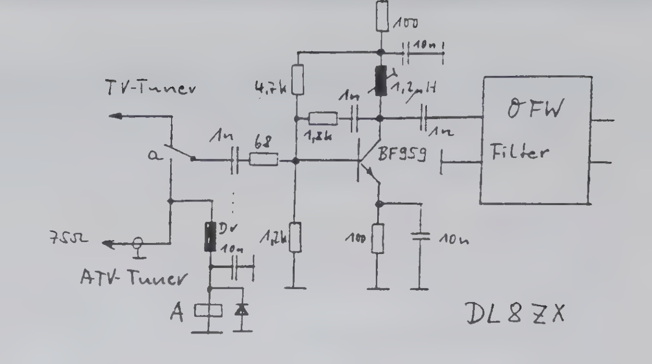


Bild 5

Mittels eines geeigneten HF-Relais kann über den Arbeitskon= takt das ATV-Signal eingekoppelt werden. In der Ruhelage des Relais arbeitet der TV-RX wie üblich. Die Betätigung des Re= lais erfolgt über eine HF/DC Weiche vom ATV-Konverter aus, über das Koaxverbindungskabel, sobald der Konverter einge= schaltet ist (Bild 5).

Realisierung der Notchfilter

Vom Verfasser wurden 3 verschiedene Filtertypen entwickelt die im Folgenden beschrieben werden sollen. Da an meinem Standort Störungen durch verschiedene Sender auftreten, wo= bei der oben erwähnte PR-Digipeater sehr stark (ca.5mV) ein= fällt. Diesem Signal konnte nur durch den Einsatz von zwei Filtertypen abgeholfen werden.

Filter "A"

Dieses Quarzsperrfilter kann relativ einfach in jeden ATV-Tuner eingebaut werden, auch auf Konverterebene (Band 1). Übliche Tunerausgänge (Mischstufen) sind über LC-Anpassglie= der an den ZF-Verstärker angepasst.

In meinem Eigenbau Konverter benutzte ich bereits früher ein auf die ZF abgestimmtes Bandfilter mit entsprechender Band= breite (erreicht durch Bedämpfung). Anschließend folgt eine

Trennstufe in Kollektorschaltung. Mit dieser wird ein rück=wirkungsarmer 75 Ohm Ausgang geschaffen um mit beliebig lan=gen Leitungen hantieren zu können.

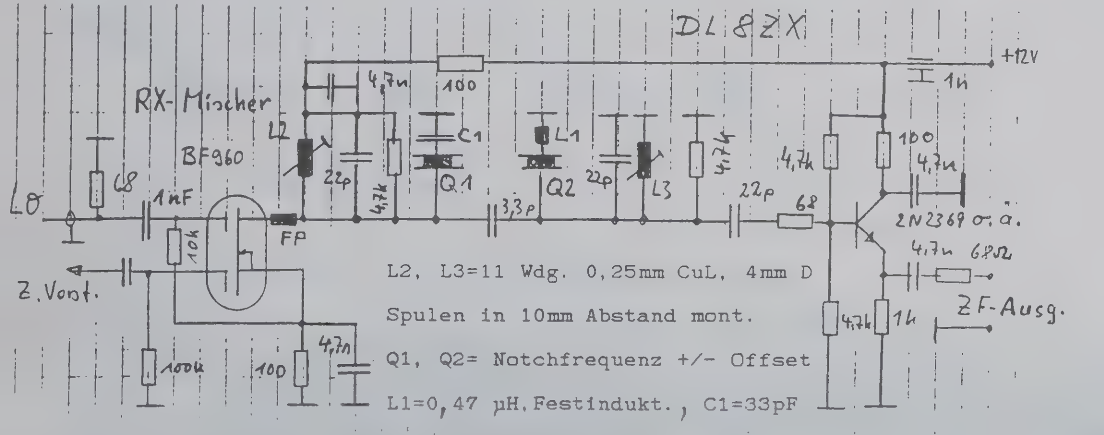
Das erwähnte LC-Bandfilter eignet sich hervorragend zum Ein=bau einer oder zwei Quarzsperren zur Absorption der Störfre=quenzen im ZF-Bereich.

Die im Folgenden beschriebene Schaltung kann auch bei anderen Konvertern Verwendung finden, zB. um Signale aus dem Übl, nöbl oder Europips zu unterdrücken.

Quarze besitzen bekanntlich eine Serien-, sowie eine Paral=lelresonanz. Bei Notchfiltern wird die Serienresonanz ver=wendet. Auf dieser Serienresonanz besitzt der Quarz einen sehr geringen Verlustwiderstand (je nach Qualität und Fre=quenz im Bereich von 10...100 Ohm). Diesem ist die Halter=kapazität von ca. 6pF parallel geschaltet.

Fügt man nun in das beschriebene Bandfilter am Mischerausgang (Bild 5) je einen Quarz in den Schwingkreis ein, so tritt die Halterkapazität von 6pF als Schwingkreis Teilkapazität auf. Um diesen C-Wert wird der vorhandene verkleinert.

Der vorhandene Schwingkreis wäre also wieder wie vorher in Resonanz, bis auf den Bereich der Serienresonanz des einge=fügten Quarzes.



Hier tritt nun eine gewaltige Absenkung der Durchlasskurve auf, die nur mit guten Wobblern bei langsamer Wobbelung und kleinem Störhub sichtbar wird !

Wie bekannt, verhalten sich die Spannungen wie die Wider=stände. Der bedämpfte Kreiswiderstand des Bandfilters liegt hier im k-Ohm Bereich (ca.2 k-Ohm), der Serienwiderstand des Quarzes bei ca. 20 Ohm.

Daraus ergibt sich an der Notchstelle folgende Dämpfung:

$$a = 20 \log \frac{Z\ \text{Bandfilter}}{R\ Q\ \text{Serie}} = 20 \log \frac{2\ \text{kOhm}}{20\ \text{Ohm}} = 40\ \text{dB}$$

Es wird also eine Absenkung an der Notchstelle um 40 dB erreicht!! (Bild 7).

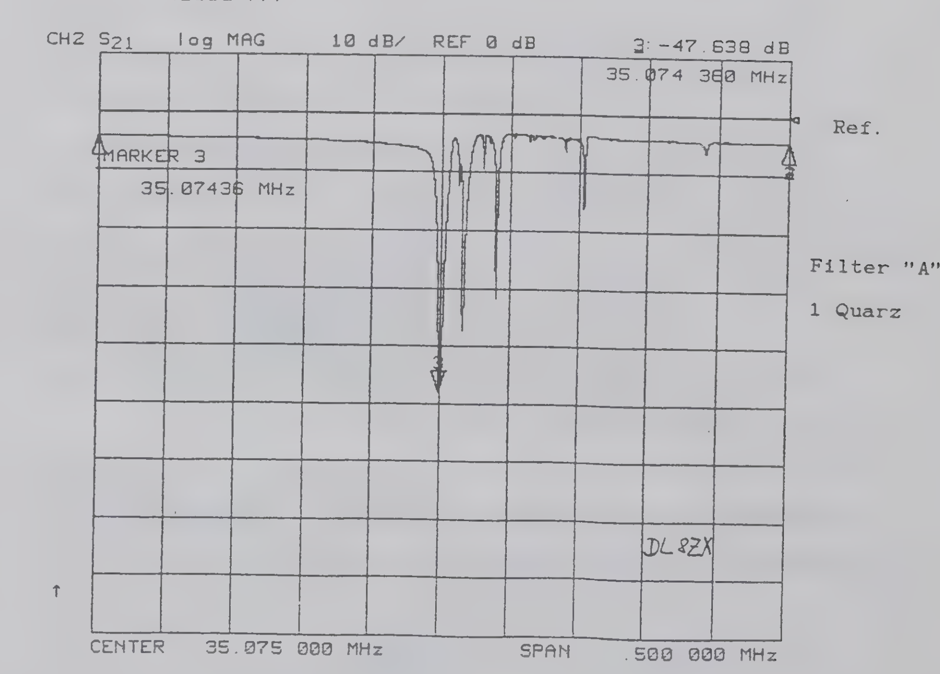


Bild 7

Arbeitet der Quarz an dem zweiten Kreis auf der selben Fre=quenz, so sind 80 dB Notchtiefe erreichbar (Bild 8). Wegen der loseren Kopplung der Quarze gegenüber Filter "B" ist es möglich diese hohe Dämpfung zu erreichen. Der erreichte Notch

ist in dieser Form sehr schmal. Bei der Modulation des Stör=senders liegen die Seitenbänder außerhalb der Notchfrequenz und die Störungen sind im Rhythmus der Modulation wieder da.

CH2 S_{21} log MAG 10 dB/ REF 0 dB 3 -66.151 dB
35.075 210 MHz
MARKER 3
35.07521 MHz
Ref.
DL8ZX
CENTER 35.075 000 MHz SPAN .050 000 MHz

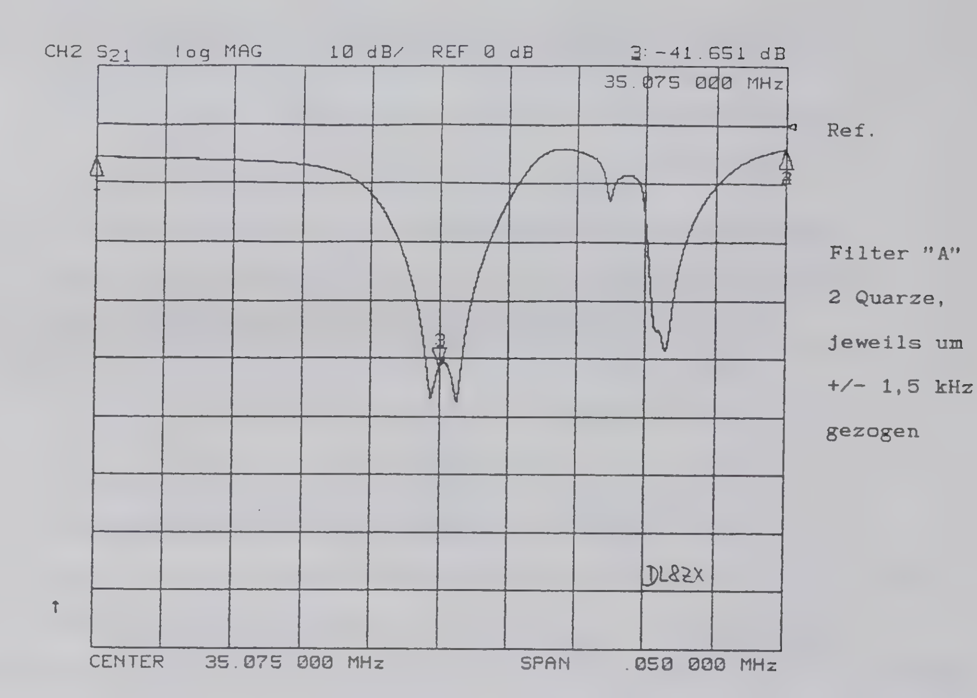
Filter "A"
2 Quarze
gleiche Freq.

Bild 8

Deshalb wurde die Notchstelle wie ein überkritisch gekoppel=tes Bandfilter ausgeführt (Bild 9). Dadurch wird zwar die Notchtiefe reduziert, aber für den vorliegenden Fall wirk=samer. Auf diese Weise kann man einen Störer weitgehend un=terdrücken.

Bei meinen Versuchen verwendete ich 2 Quarze auf der gleichen Frequenz, für die Bandfilterform habe ich einen Quarz nach unten und einen nach oben gezogen. Bei Neukauf der Quarze sollte man sich 2 Exemplare mit symmetrischem Versatz zur Mittenfrequenz bestellen (ca.+/- 3kHz).

Eine nicht zu verachtende, störende und deshalb unerfreu=liche Nebenerscheinung sind die Quarz-Nebenresonanzen im Be=reich + 10kHZ...+ 150kHz bezogen auf die Soll-Resonanzfre=quenz. Man sollte bei der Bestellung fordern, daß diese um mehr als 20 dB gegenüber der Hauptresonanz gedämpft sind (herstellerabhängig). An diesen Nebenresonanzstellen treten auch Notchstellen auf, deren Tiefe eben von dem erwähnten Abstand zur Hauptresonanz abhängen (Bild 9).



Filter "A"
2 Quarze,
jeweils um
+/- 1,5 kHz
gezogen

Bild 9

Filter "B"

Das Filter "B" ist für den nachträglichen Einbau in vorhan=dene Empfangskonzepte vorgesehen. Bedingung ist allerdings eine 50- oder 75 Ohm Schnittstelle hinter dem RX-Mischer. Verwendet man die unter "A" beschriebene Technik, so muß man ein Bandfilter mit Bedämpfung (TV-Bandbreite) und einer üb=lichen Impedanz an Ein- bzw. Ausgang schaffen. Dieses bewirkt eine Dämpfung des Nutzsignales sowie Verstimmung der Kreise bei Fehlanpassung an den Anschlüssen.

Deshalb wurde nach einer anderen Lösung gesucht. Ein Notch=
filter auf der 75 Ohm Leitungsimpedanz hat wenig Wirkung,

$$\text{denn } a = 20 \log \frac{\text{Leitungs Z}}{\text{Quarz Rs}} \text{ ca. 10 dB, also kaum eine Absenkung.}$$

Deshalb muß die Quellimpedanz für den ganzen Übertragungsbe=
reich hochohmiger gewählt werden. Frequenzgang und Phasenfeh=
ler sollten soweit wie möglich vermieden werden (letztere
sind mit Amateurmitteln kaum messbar).

Von der Bauteileindustrie (MCL) werden Mini HF-Übertrager für
große Frequenzbereiche angeboten die bis in den UKW-Bereich
einsetzbar sind. Für den vorgesehenen Einsatz wurde eine Type
mit Z1/Z2 von 16 gewählt. Das bedeutet eine Impedanzerhöhung
von 75 auf 1200 Ohm. Auf diese Weise kann auf der Serienreso=
nanzfrequenz wieder ein brauchbarer Dämpfungsverlauf (Notch)
erreicht werden. Am Ausgang erfolgt wieder eine Transforma=
tion auf 75 Ohm mit einem zweiten Übertrager. Als Quellwider=
stand tritt die Parallelschaltung von Ze´ und Za´ auf, da
diese ja gemeinsam anliegen (Bild 10).

Eing. a b Ausg. 1:16 Ü1 MCL, T16-1 Q1 Q2 L1 Q3 Q4 Ü2 T16-1 8,2p Filter E/A A B +12V ±2V fein einstellb. +28V 100n BF256B 100µH 100n L1 = 11 Wdg, 0,25 CuL, 4 mm ⌀ 10kΩ Spindelp. (oder 10Gang-Poti extern) Si 1k 10-Gang 25k 1k 100k 220 47 10n 100nF 2x BB809 parallel BF256B und Diode Si sind thermisch gekopp. DL8ZX

Bild 10

Bei Impedanzen von einigen hundert Ohm sind die unerwünschten
Halterkapazitäten der Quarze nicht mehr vernachlässigbar.
Deshalb ist für deren Kompensation die Spule L1 vorgesehen,
die je nach Anzahl der Quarze dimensioniert werden muß.
An der hochohmigen Seite können mehrere Notchstellen vor=
gesehen werden. 2 Quarze gleicher Frequenz parallel an dieser
Stelle bringen nur 6 dB mehr Dämpfung an der Notchstelle. Mit
versetzten Frequenzen kann man Bandfilterform erreichen.
Infolge der Mittelohmigkeit der Schaltung ist der aus Hal=
terkapazitäten und L1 entstandene Schwingkreis stark bedämpft
und somit für die ATV-Übertragung breitbandig genug (Bild 11).
Es tritt keine scharfe Resonanz auf der Arbeitsfrequenz auf.

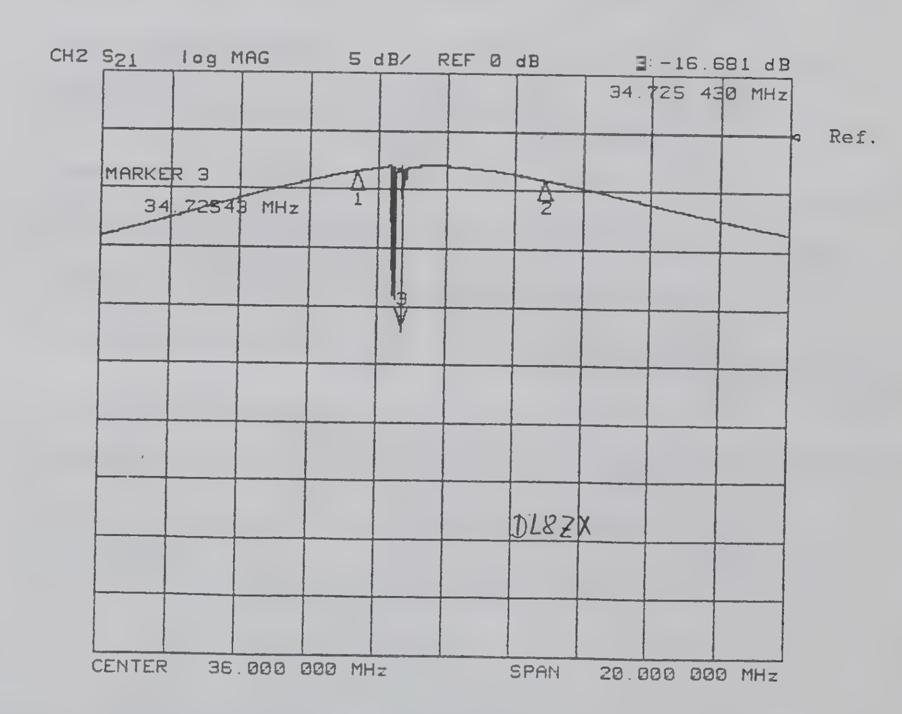


Bild 11

Filter "B" Gesamtdurchlasskurve
Die Quarz-Notche schwingen bei der
gewählten Sweepbreite nicht voll ein.

Die Dimensionierung von einlagigen HF-Spulen ist heutzutage für viele Amateure der reinste Horror! Dabei ist es mit einer Faustformel (nach DK1FE) sehr leicht.

Verwendet man "Vogt" Spulenkörper mit 4,3mm Durchmesser, den HF-Kern halbeingedreht, kann man nach folgender Formel ganz einfach die Windungszahl bestimmen.

$n = \sqrt{L} * 13000$, bei einer Drahtdicke von etwa ,25mm (L in Hy).

Das Filter "B" kann über geeignete Relais in den ZF-Weg ein=geschaltet werden. Dadurch ist Betrieb mit und ohne Filter möglich. Die Durchlassdämpfung für den ZF-Bereich außerhalb der Notchstellen ist etwa 3 dB und somit vernachlässigbar.

Man sollte sich, wie in Bild 1 dargestellt, eine Übersicht über die Störfrequenzen machen und darauf achten, daß Notch=stellen wie bereits anfangs erwähnt, nicht auf den Bild- Ton- oder Farbträger gesetzt werden.

Filter "C"

Das nun beschriebene Notchfilter ist in seiner Frequenz va=riabel und die Notchtiefe, sowie die -breite in Grenzen ein=stellbar.

Es basiert, wie alle aktiven HF-Notchfilter, auf der Grund=schaltung eines Oszillators. Solche Notchfilter sind in der Literatur nur im ZF-Bereich (460 kHz) beschrieben. Durch Zu=fall bin ich nach Fertigstellung dieser Arbeit auf eine Pub=likation über dieses Thema gestoßen als ich alte DL-Qtc´s nach einer anderen Sache durchstöberte (Heft 11/64). Es war eben Vieles schon einmal da, wenn auch für andere Zwecke.

Als Grundschaltung wird ein Clapp-Oszillator verwendet, die ja als sehr stabil bekannt ist (Bild 10).

Die Überlegung, daß kurz vor dem Schwingungseinsatz die Spu=lengüte des Schwingkreises sehr hoch wird, kann bei entspre=chender Schaltungstechnik als Notchfilter Anwendung finden.

Wie bei den Quarznotchfiltern wird auch in diesem Fall der Notch durch Absorption erreicht (Anschluß an Z=600 Ohm).

Die Stabilität des Arbeitspunktes ist von größter Wichtigkeit um die Wirkung stabil zu halten. Ebenso müssen die Schwing=kreiswerte stabil sein. Unterschiedliche Temperaturkoeffizi=enten der Teilkapazitäten des Schwingkreises verändern die Rückkopplung bei Temperaturänderung und somit die Stabilität.

Mit einer thermisch gekoppelten Si- Diode wurde versucht den Gleichstromarbeitspunkt konstant zu halten.

Die Einstellung der Notchfrequenz geschieht über eine Varicap, grob über den Spulenkern. Die Notchtiefe wird mit dem Source=widerstand eingestellt. Das 10-Gang Trimmpoti wird nach Er=mittelung des Sollwertes gemessen und durch einen entspre=chenden Metallschichtwiderstand ersetzt (bessere Langzeit=stabilität).

Der Feinabgleich der Notchtiefe erfolgt durch eine kleine Veränderung der Betriebsspannung des "verhinderten Oszilla=tors"(+/-ca. 2V). Ein zu kleiner Sourcewiderstand bringt die Schaltung zum Oszillieren (Bild 13 u.14).

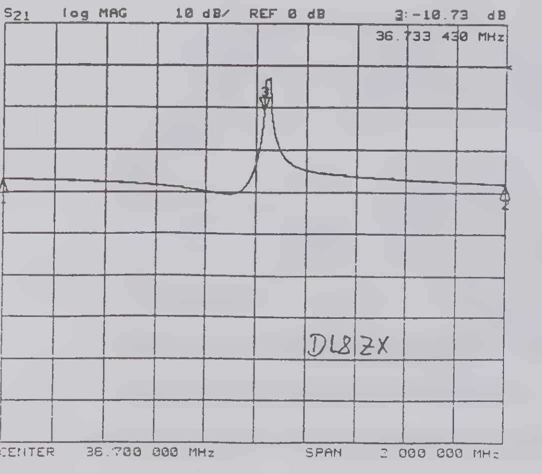


Bild 13

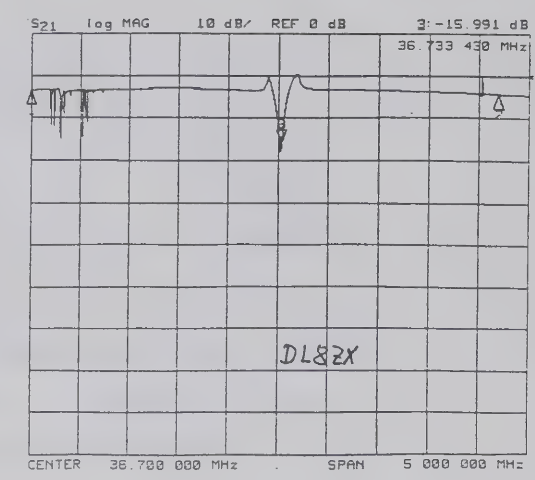


Bild 14

Der Arbeitspunktabgleich ist deshalb von großer Wichtigkeit.
Man stellt UB 12 Volt ein und verändert den Sourcewiderstand so, daß kein Schwingen und max. Notchtiefe erreicht wird.
Mit UB-Änderung kann nun fein das Minimum erreicht werden.
Am Besten nimmt man eine Handfunke koppelt diese über eine Hilfsantenne in den TV-Rx ein. Dann versucht man mittels Frequenz- und Notchtiefenverstellung wie beschrieben, das unerwünschte Störsignal zu unterdrücken.
Es gelang mit Filter "A" und Filter "C" den PR-Störer voll auszublenden. Allerdings mit viel Abstimmarbeit!!

Abstimmvorgang

1. Mit dem VXO des TV-RX mit Filter "A" auf max. Unterdrückung einstellen (Filter "C" dabei ausgeschaltet).
2. Filter "C" einschalten und mit Poti "Notchfrequenz" und dem Sourcewiderstand bzw. +/- UB auf optimale Unterdrückung einstellen.



Aktives Notchfilter "C" und Quarznotch "B"

Bei PR-Signalen ist die Signaldauer meistens sehr kurz für einen Abgleich, deshalb ist ein Signalgenerator oder ein Funkgerät das auf die Störfreqenz eingestellt wird sehr hilfreich. Wie Bild 16 zeigt sind enorme Notchtiefen erreichbar.
Die Anwendung ist vielfältig, so kann der Quarznotch "A" auf eine lokale Relaisfrequenz und der variable Notch auf eine andere Störfrequenz eingestellt werden, wobei zuerst der VXO auf minimale Störung der "A" Frequenz abgeglichen wird, dann weitere Einstellungen wie oben beschrieben.
Am meisten hilft die Devise "use it and you get used to it".

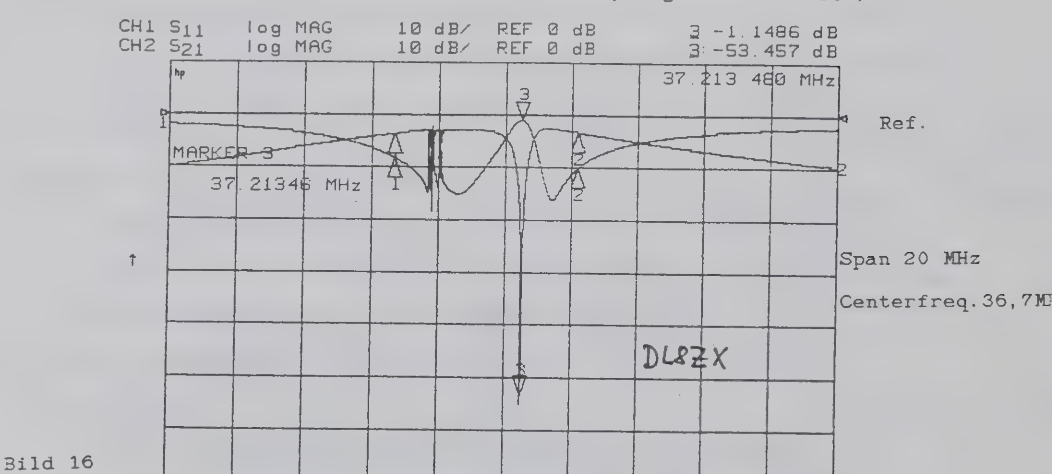


Bild 16

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit werden Notchfilter für den TV ZF-Bereich beschrieben die trotz der für ATV ungünstigen Bandbelegung ATV-Betrieb ermöglichen. Neugier und Freude am Experimentieren lohnen sich auch auf diesem Gebiet aktiv tätig zu sein.
Weitere Anwendungen der beschriebenen Notchfilter sind die Unterdrückung von Signalen im KW- und UKW -Bereich bei Intermodulationsmessungen sowie anderen Störfrequenzen die im Nahbereich von Funkstationen auftreten.

Overview of the State of the Art of Modeling the Dynamic Range of VHF, Microwave, and Millimeter Receiver Systems using Computer-Aided Design

by
Professor Dr. Ulrich L. Rohde
DJ2LR, HB9AWE, KA2WEU
52 Hillcrest Drive
Upper Saddle River, New Jersey 07458, U.S.A.

Introduction

The rapid advances in the development of semi-conductor devices have allowed us to develop transistors which will work well into the millimeter wave area. Looking back to 1960 when tubes like the 6CW4 and 417A were the dominant devices for building VHF and UHF receivers, the improvement of noise figure and sensitivity has been dramatic. Many people have wondered whether or not the actual dynamic range, which is the ratio of the maximum input level (close to the 1dB compression point) divided by the noise floor, really has been improved. In addition, in the "*old days*", it was necessary to build all circuits prior to being able to evaluate or simulate them. Today's technologies allow us to do feasibility studies. As preamplifiers and mixers are part of the chain of the system which largely effects the overall performance, the following model capabilities are mandatory:

1. Modeling of noise figure or low noise amplifiers.
2. Modeling the 3rd order intercept point of amplifiers.
3. Modeling the insertion gain/loss of mixers including noise figure.
4. Predicting the phase noise of an oscillator.

I have decided, for historical reasons, to even revisit the vacuum tubes to have the same point of reference as to the simulation of the noise figure.

The following Table 1 is a set of equations for the bipolar and tube to calculate the necessary noise parameters:

TABLE I

A. Tube Parameters

$$R_n = \frac{3.2}{S} \qquad [1]$$

$$R_e(Y_{cor}) = \sqrt{R_e(Y_{11})^2 + 2\pi \cdot \omega^2 Cg^{\bullet}k} \qquad [2]$$

$$I_m(Y_{cor}) = \frac{2\pi \cdot f_o \cdot Cg^{\bullet}k}{10} \qquad [3]$$

$$F_{min} = 1 + 2\sqrt{2} \cdot \pi \cdot R_n \cdot f_0 \cdot Cg^{\bullet}k \qquad [4]$$

$$Cg^{\bullet}k = \Delta C_{gk} \text{ from cut-off to bias for normal operation}$$

B. Bipolar Parameters

$$F_{min} = a\frac{R_B + R_{OPT}}{re} + (1+\frac{f^2}{f_b^2})\frac{1}{a_o}. \qquad [1]$$

The optimum source resistance is

$$R_{OPT} = \{R_B{}^2 - X^2{}_{OPT} + (1+\frac{f^2}{f_b^2})\frac{re(2R_B + re)}{\alpha_0 a}\}^{1/2} \qquad [2]$$

and optimum source reactance is

$$X_{OPT} = (1+\frac{f^2}{f_b^2})\frac{2\pi f C_{Te} r_e^2}{\alpha_0 a}$$

where

$$a = \{(1+\frac{f^2}{f_b^2})(1+\frac{f^2}{f_e^2}) - \alpha_0\}\frac{1}{\alpha_0}. \qquad [3]$$

$$R_R - R_b(A - \frac{1}{\beta_0}) + \frac{R_e}{2}[\lambda + (\frac{R_b}{R_e})^2(1-\alpha_0 + (\frac{f}{f_b})^2 + (\frac{1}{\beta_0} - (\frac{f}{f_b})(\frac{f}{f_e})))^2] \qquad [4]$$

where

$$A = \frac{1+(\frac{f}{f_b})^2}{\alpha_0^2}$$

provide a convenient set of equations for representing the low frequency noise performance of a bipolar transistor. Unlike Fukui's formula, the new expression does not involve the unity current gain frequency f_T.

and f_b denotes the "cutoff" frequency of the common base current gain $\alpha(f)$.

Modeling of Noise

Figure 1 shows the equivalent noise circuit of a two-port device. The set of equations for this linear two-port is device independent, but the actual coefficients in the equation reflect the device parameters. Over the last few years, these noise equations have been expressed in *z*-parameters, *y*-parameters and, today, *s*-parameters, which today's modern measuring equipment uses 50 Ohms as a reference and have precise terminations. Initially, like in 1960, *z* parameters were used, but at higher frequencies there are no "open" circuits because of capacity floating. From 1965 - 1970, the so-called *y*-parameters were considered, which required a short circuit at the output. At high frequencies, short circuits do not exist. Modern transmission lines in micro strip technology with precision 50 Ohm terminations allow *s*-parameters to work up to 100 GHz. A detailed mathematical derivation of this can be found in Appendix A.

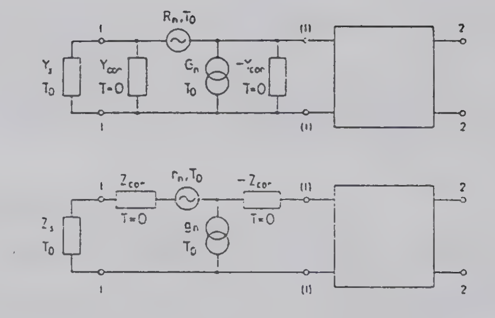


Figure 1 - Two-port circuit device.

Using the set of equations, the minimum noise figure is calculated to be:

$$F_{min} = 1 + 2\,(A + \sqrt{A^2 + A + B}) \qquad [5]$$

$$R_n = R_g + R_s + \frac{R}{g_m} + \frac{P}{g_m}\,[1 + (\omega C_{gs} R_T)^2] \qquad [6]$$

$$R_{s,opt} = \frac{1}{\omega C_{gs}} \sqrt{\frac{g_m (R_s + R_g) + R\,(1 - C^2)}{P} + (\omega C_{gs} R_T)^2} \qquad [7]$$

$$X_{s,opt} = \frac{1}{\omega C_{gs}}\,(1 + C\sqrt{\frac{R}{P}}) \qquad [8]$$

where

$$R_T = R_g + R_s + R_i \qquad [9]$$

and

$$A = \left(\frac{\omega C_{gs}}{g_m}\right)^2 R_T P g_m \qquad [10]$$

$$B = \left(\frac{\omega C_{gs}}{g_m}\right)^2 [PR\,(1 - C^2) - P g_m R_i] \qquad [11]$$

The factor of 3.2 in the equation R_N, the equivalent noise resistor has to do with cathode temperature. This factor applies to triodes only. For pentodes and larger numbers of grids, the value varies between 5 and 7. It can be seen that the source for the noise in the high frequencies range is due to effects either from thermal contribution or Schottky noise. The so-called equation noise resistors determines the minimum noise figure at low frequencies, but above the flicker noise or other surface-related noises. In its most simple form, the noise factor F=1+RN/RG. RN stands for the equivalent noise resistor and RG is the value of the generator impedance. The lower the R_N, the lower the minimum noise figure becomes at higher frequency parasitics begin to contribute, particularly the input capacitance and feedback capacitance will play a role. The feedback and input reactance determines the noise correlation between the Johnson noise (thermal noise) and the Schottky noise. The Schottky noise is divided by the emission of the device and is equal to 2I/Q with I being saturation current and Q the charge of an electron. The correlation coefficients described as magnetic and phase, the combination of the fluctuation of both noise sources. From this introduction, two immediate deductions are possible:

1. Devices with higher gain or higher transductance have lower noise. Also, devices with smaller capacitance have lower noise.

2. Any parasitics which emit unwanted feedback, either capacitance or inductance, will change the noise.

As a result of this, one can compensate the noise at particular frequencies and obtain "noise" feedback. This will result in almost simultaneous matching between the operation point for best gain and best noise operation. The low noise operation assumes an operating point of linear performance, but does not address the issue of large signal handling capabilities. An oscillator or mixer is a hybrid in the sense that an active device is being "pumped" within a large current where a voltage swing and effect of this, some of the nonlinear parameters are effected as a function of drive level. In the case of a mixer, an external oscillator "pumps" and/or switches the nonlinear devices between two states (on and off) and, therefore, a mixing between several tones is possible. This type of mixing is referred to as linear mixing because the basic goal is that the active device is either on (in saturation) or off (no interaction of signals is possible). Things not being ideal, there are still interaction in both the *on* and *off* condition and particularly, in the cross-over time. In the *on* mode, all kinds of modulations due to a change in currents can

occur specifically modulation Gm and in the *off* condition, due to large voltage swings, the dynamic capacitance will vary significantly. In the case of an oscillator, an active device is operated in the region of negative resistance and will start to oscillate into a resonant circuit which determines the resonant frequency. The purity of the signal depends on the location on the flicker noise contribution, specifically due to the AM to PM conversion and the resulting low values of the basal functions.

Modeling Large Signal Conditions

As I will show a comparison in the large performance of tubes, bipolar and field effect transistors, one must look in the large signal model of all of these devices. The nonlinearities of all active devices largely depend upon changes of the transfer characteristics between the voltage and current and in addition, in changes in the voltage dependent capacitance. Due to large current or voltage swings, these values will change. Because of similarities between tubes and field effect transistors, a first order approximation allows us to directly compare those as well. The major differences between the two devices are tubes deviate from the square law characteristics but rather have $N = 3_{n}/2$.

$$I_p = k(V_p - \frac{V_g}{2})^{3/2} \cdot [1 + \frac{1}{32}(\frac{V_g}{V_p})^2]$$

The s-shaped curve for the transconductances and its deviation from straight linearity is the major cause for intermodulation distortion products. In the case of the field effect transistors, the transfer characteristic is much more square law and, therefore, at low DC currents exhibits good intermodulation distortions of performance. Bipolar transistors have a exponential relationship between current voltage and its derivatives. The way around this in order to achieve higher linearities with bipolar transistors is to device them into an area of large currents where the emitter differential transistors is small compared to the parasitics. The following is a simplified introduction into the handling of large signals in FETs:

A nonlinear large-signal model of the FET will be used with practical circuitry to predict its performance. The validity of this model was established by its success in predicting the large-signal mixing and oscillating performance of an FET embedded in an actual circuit (1).

The first step in this procedure is to establish the nonlinear behavior of the circuit and to obtain the correlation between it and the FET equivalent circuit. To do this, the FET is represented in terms of its equivalent circuit as shown in Fig. 2.

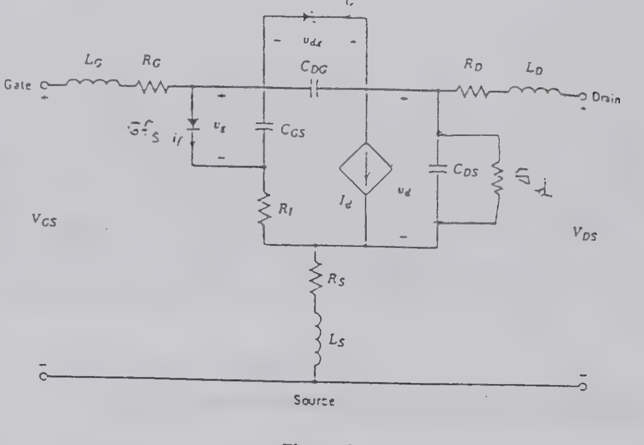


Figure 2

Under large-signal operation, the element values of the FET equivalent circuit vary with time because at large drive-levels they become dependent on terminal voltages. We may consider two of the terminal voltages to be independent and choose the set V_{gs} and V_{ds}, V_{gs} being the voltage across the gate capacitance and V_{ds} that across the drain conductance. If we restrict our interest to the signal frequency and ignore the effects due to higher harmonic components, these voltages can be written as

$$V_{gs} = V_{gso} + V_{gs} \cos(\omega t + \phi)$$
$$V_{ds} = V_{dso} + V_{ds} \cos \omega t \qquad [12]$$

where V_{gso} and V_{dso} are the dc bias voltages, V_{gs} and V_{ds} the amplitudes of signal frequency components, and ϕ the phase difference between the gate and drain voltages. The equivalent circuit for the signal frequency can now be expressed as a function of the following parameters, which are independent of time: V_{gso}, V_{dso}, V_{gs}, V_{ds}, ω and ϕ.

To avoid unnecessary complexity of calculations, we limit the nonlinear behavior to five elements, gate forward conductance, G_{gf}, gate capacitance C_{gs}, gate charging resistance R_i, transconductance, g_m, and drain conductance G_d. This is justifiable. Here G_{gf} represents the effect of the forward-rectified current across the gate junction under large-signal operation. No voltage dependence was assumed for the parasitic elements, that is, the lead inductances (L_g, L_d, L_s) and contact resistance R_g, R_d, R_s). Also ignored was the small voltage dependence of the drain channel capacitance C_{ds} and feedback capacitance C_{dg} because of their small values.

Expressions for g_m and G_d

Transconductance g_m and drain conductance G_d are defined as

$$g_m = \left(\frac{i_{ds}}{v_{gs}}\right)_{V_{ds}=0} \qquad G_d = \left(\frac{i_{ds}}{v_{ds}}\right)_{V_{gs}=0} \qquad [13]$$

where i_{ds} is the RF drain current amplitude. The instantaneous drain current can be written in terms of g_m and G_d as

$$I_{ds}(t) = I_{dso} + g_m v_{gs}\cos(\omega t+\phi)+G_d v_{ds}\cos \omega t \qquad [14]$$

where i_{ds} is the dc drain current. This expression linear superposition of the dc and RF/IF currents is assumed.

Now, if we have a function that can simulate the nonlinear dependence of the drain current I_{ds} on V_{gs} and V_{ds}, as

$$I_{ds} = I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) \qquad [15]$$

then under large-signal conditions, the instantaneous current $I_{ds}(t)$ can be obtained by inserting Equations [12] into [15] and multiplying $\sin \omega t$ by [13] and integrating over a complete period, g_m is obtained as

$$g_m = -\frac{\omega}{\pi v_{gs}\sin\phi}\int_0^{2\pi/\omega} I_{ds}\sin\omega t\, dt \qquad [16]$$

Similarly, G_d is obtained as

$$G_d = \frac{\omega}{\pi v_{gs}\sin\phi}\int_0^{2\pi/\omega} I_{ds}\sin(\omega t + \phi)\, dt \qquad [17]$$

Equations [16] and [17] are now functions of RF amplitudes V_{gs} and V_{ds}, as well as of bias voltages V_{gso} and V_{dso}. We turn now to a more detailed discussion of the nonlinear relation [15].

The functional relation $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ was established empirically by simulating the dc-I-V characteristics by a nonlinear function given by

$$I_{ds}(V_{ds}, V_{gs}) = I_{d1} I_{d2}$$

$$I_{d1} = \frac{1}{k}\left\{ 1 + \frac{V'_{gs}}{V_p} - \frac{1}{m} + \frac{1}{m}\exp\left[-m\left(1 + \frac{V'_{gs}}{V_p}\right)\right]\right\}$$

$$I_{d2} = I_{dsp}\left\{ 1 - \exp\left[\frac{-V_{ds}}{V_{dss}} - a\left(\frac{V_{ds}}{V_{dss}}\right)^2 - b\left(\frac{V_{ds}}{V_{dss}}\right)^3\right]\right\}$$

$$k = 1 - \frac{1}{m}[1 - \exp(-m)]$$

$$V_p = V_{po} + pV_{ds} + V_o$$

$$V'_{gs} = V_{gs} - V_\phi$$

where V_{po} (>0) = pinch–off voltage at $V_{ds} = 0$

V_{dss} = drain current saturation voltage

V_ϕ = built–in potential of the Schottky barier

I_{dsp} = drain current when $V_{gs} = V_\phi$

[18]

and a, b, m and p are fitting factors that can be varied from device to device.

Nonlinear Expressions for C_{gs}, G_{gf}, and R_i

Although the gate junction is also a function of V_{gs} and V_{ds}, we assume here it can be approximated by a Schottky barrier diode between gate and source, with V_{gs} as the sole voltage parameter. Gate capacitance C'_{gs} and forward gate current i_{gf} can be found from Schottky barrier theory as

$$C'_{gs} = \frac{C'_{gso}}{\sqrt{1 - V_{gs}/V_{\phi}}} \quad (-V_p \le V_{gs}) \qquad [19]$$

or

$$C'_{gs} = \frac{C'_{gso}}{\sqrt{1 + V_p/V_{\phi}}} \quad (-V_p \ge V_{gs}) \qquad [20]$$

$$i_{gf} = i_s \exp(\alpha V_{gs} - 1) \qquad [21]$$

where C'_{gso} is the zero-bias gate capacitance, is the saturation current of the Schottky barrier, and $\alpha = q/nkT$.

When V_{gs} varies according to [18], the effective gave capacitance C_{gs} and gate forward conductance G_{gf} for the signal frequency are obtained from [19] - [21] as

$$C_{gs} = \frac{1}{\pi v_{gs}} \int_0^{2\pi} \left(\int^{V_{gs}} C'_{gs} dv \right) \cos \omega t \, d(\omega t) \qquad [22]$$

$$G_{gf} = 2 i_s \exp(\alpha V_{gso}) \frac{I_1(\alpha v_{gs})}{v_{gs}} \qquad [23]$$

where $I_1(x)$ is the modified Bessel function of the first order.

The gate-charging resistance Ri was assumed to vary in such a way that the charging time consistent was invariant, with bias.

$$R_i C_{gs} = \tau i \text{ (constant)} \qquad [24]$$

Thus, all nonlinear element values of the equivalent circuit can be expressed in terms of terminal RF amplitudes and their relative phase. One may now determine more precisely all the values by an iteration method such as follows.

First, starting values for v_{gs} and the equivalent-circuit parameters are assumed. For the latter, small-signal values based on measured S parameters are suitable. With these parameters specified, the output voltage v_{ds} and its phase can be calculated in a straightforward manner. With the resultant value of v_{ds}, ϕ, and the initially assumed V_{gs}, the "first-cut" evaluation of the equivalent-circuit elements can be made with the help of [16], [17], and [19] - [21]. The procedure above is then repeated, each time using the most recently evaluated values of v_{ds}, ϕ, and v_{gs}, until convergence is obtained. The process converges when successive iterations reproduce the equivalent circuit parameters to within some specified error.

Figure 3 shows the complete equivalent circuit diagram for the FET including all parasitics. The values for previously computed elements are being used, and the values in the noise correlation matrix

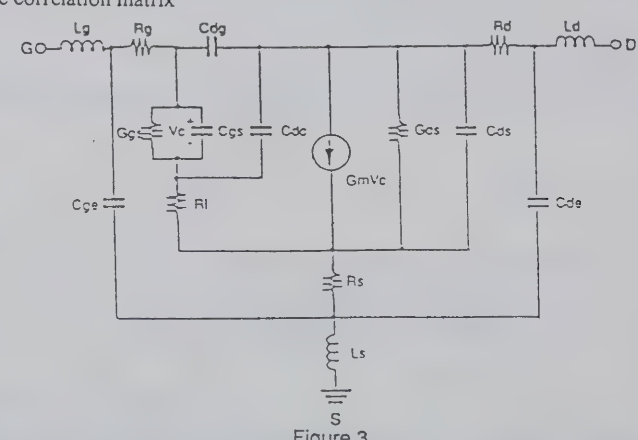


Figure 3

$$C^{Y}(\omega) = 4KT\Delta f \begin{bmatrix} \frac{\omega^2 C_g^2}{g_m} R & -j\omega C_g \sqrt{PRC} \\ j\omega C_g \sqrt{PRC} & g_m P \end{bmatrix} \qquad [25]$$

taken [16] get substituted. This new noise correlation matrix is the basis for computing the noise of the nonlinear circuit. Figure 4 shows a comparison of the small and large signal noise parameters as calculated from the previous expressions. the abbreviation S-FET refers to the small signal operation, while L-FET refers to the large signal operation. Figures 4 and 5 show the comparison of the large signal and small signal noise parameters of the FET chip.

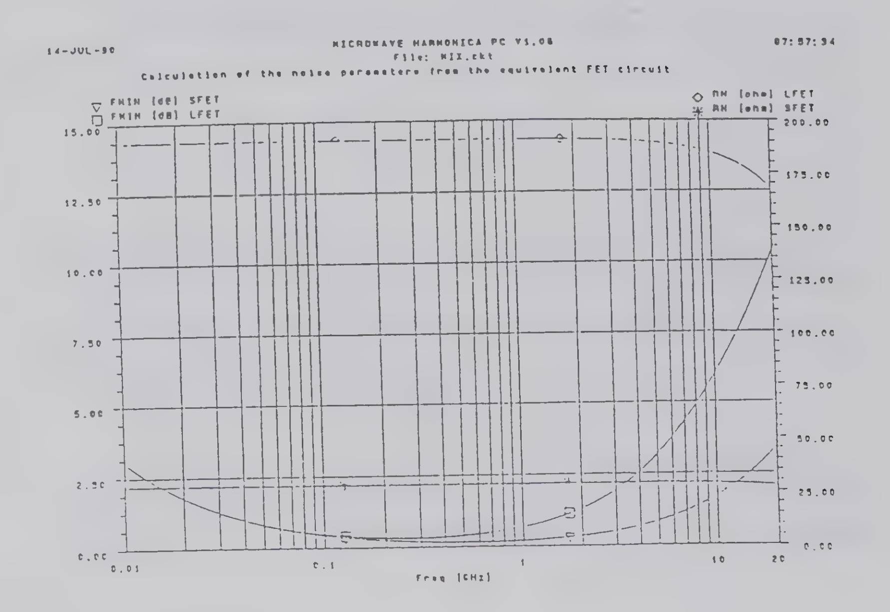


Figure 4

Figure 5

These evaluations assume that the FET is pumped at the gate input as shown in Figure 6. Another interesting application is applying the local oscillator at the drain electrode similar to the older Doherty plate modulation. Figure 7 shows the noise figure under the same working conditions for gate and drain pumping. The plot for drain pumping is labeled as M-FET.

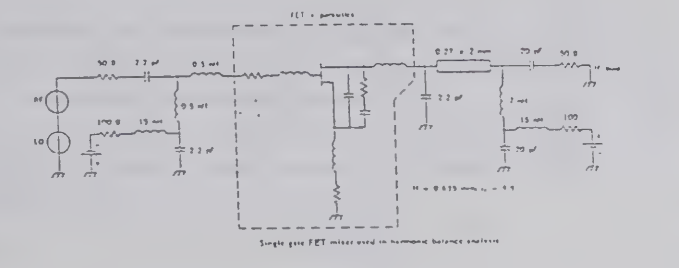


Figure 6

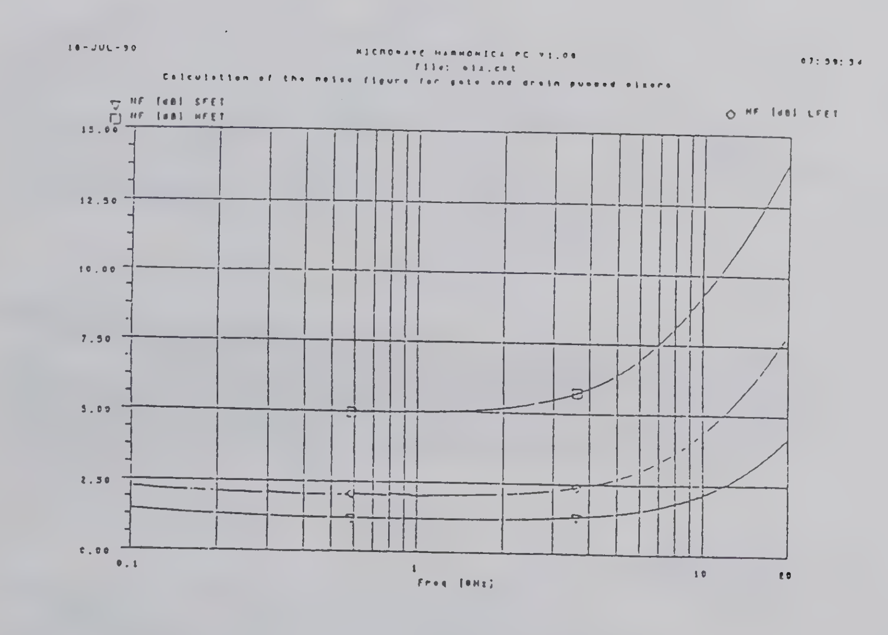


Figure 7

Verification

Both a mixer and oscillator were used for verification purposes. A standard single gate mixer was used consistent with the publication of Rizzoli (2, 3, 4). The previously mentioned Figure 6 shows the actual circuit diagram and Figure 8 compares conversion gain and noise figure between measured and predicted results.

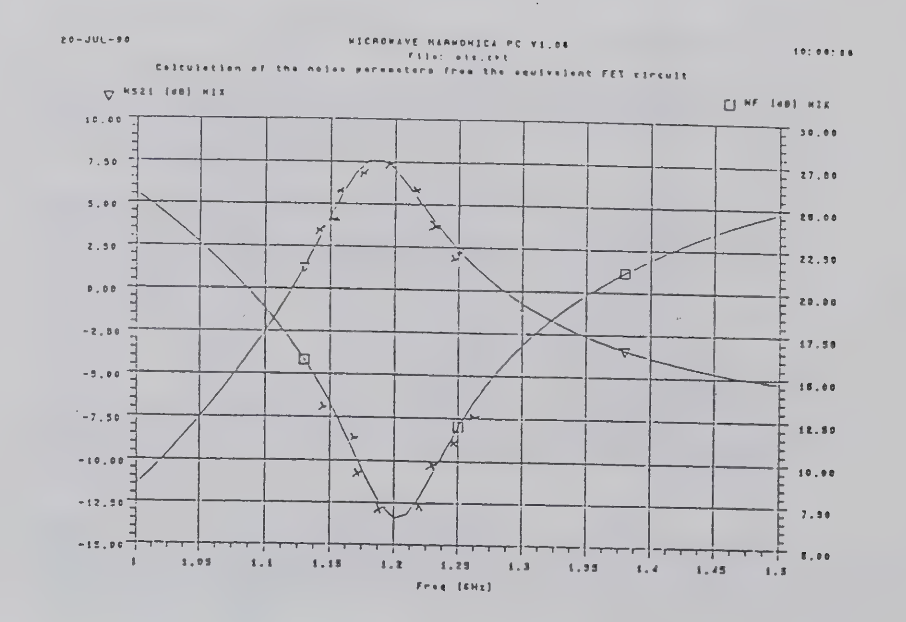


Figure 8

A modified Leeson model was used for the calculation of the phase noise of the oscillator, and Figure 9 shows the relationship between measured and predicted results.



Figure 9

Summary

By enhancing the equivalent circuit of a linear active device like a MesFET, even inside a linear program, it is possible to actually predict its performance under large signal conditions, provided that single-tone analysis is done. This means that the RF level is significantly below the LO drive.

The same principle can be applied for an oscillator. An additional benefit from this is that the inherent noise analysis capability permits to predict and allows to optimize a noise matching condition, even for oscillators. As Figure 10 shows, the noise figure at the operating point, as an oscillator, has increased to 30 dB because the matching was done for best output power and not lowest phase noise. A re-design would have allowed an improvement of 30 dB in the signal to noise ratio.

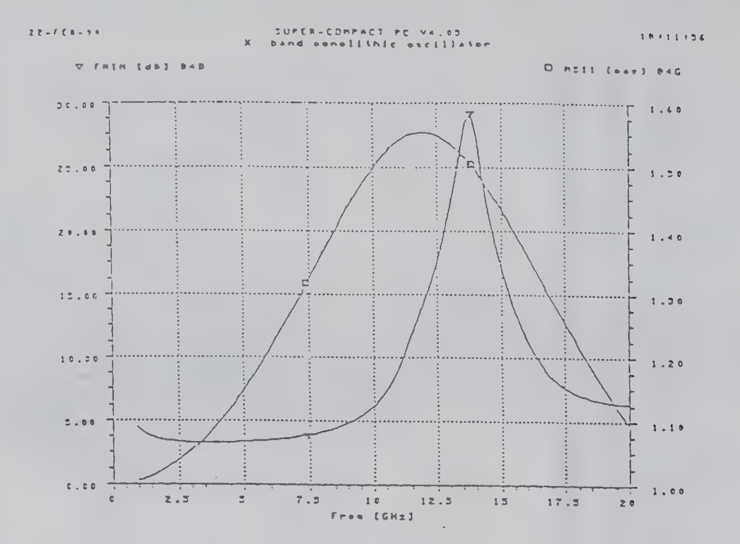


Figure 10

By introducing a time-domain model, which is linearized and assumes the time average values for the parameter of the equivalent circuit, the approach is probably sufficiently accurate to predict the noise performance of a mixer and an oscillator, the working conditions apply to the fundamental frequencies. The parameters extraction capacities for this purpose has to be enhanced before this is possible (5).

An additional side benefit of this method is the ability to optimize the phase noise of an oscillator by matching it to the best condition for low noise operation rather than highest loop gain. Initial tests have shown that an improvement up to 30 dB in the signal to noise ratio is possible.

Verification Circuits

As promised, we first are taking a step back in history and look at a set of tube converters. These tube converters have been built with either 6CW4 tube or 417A. Figure 11 shows the schematic of a very popular Ameco converter and Figure 12 shows an equally popular 417A two-meter converter.

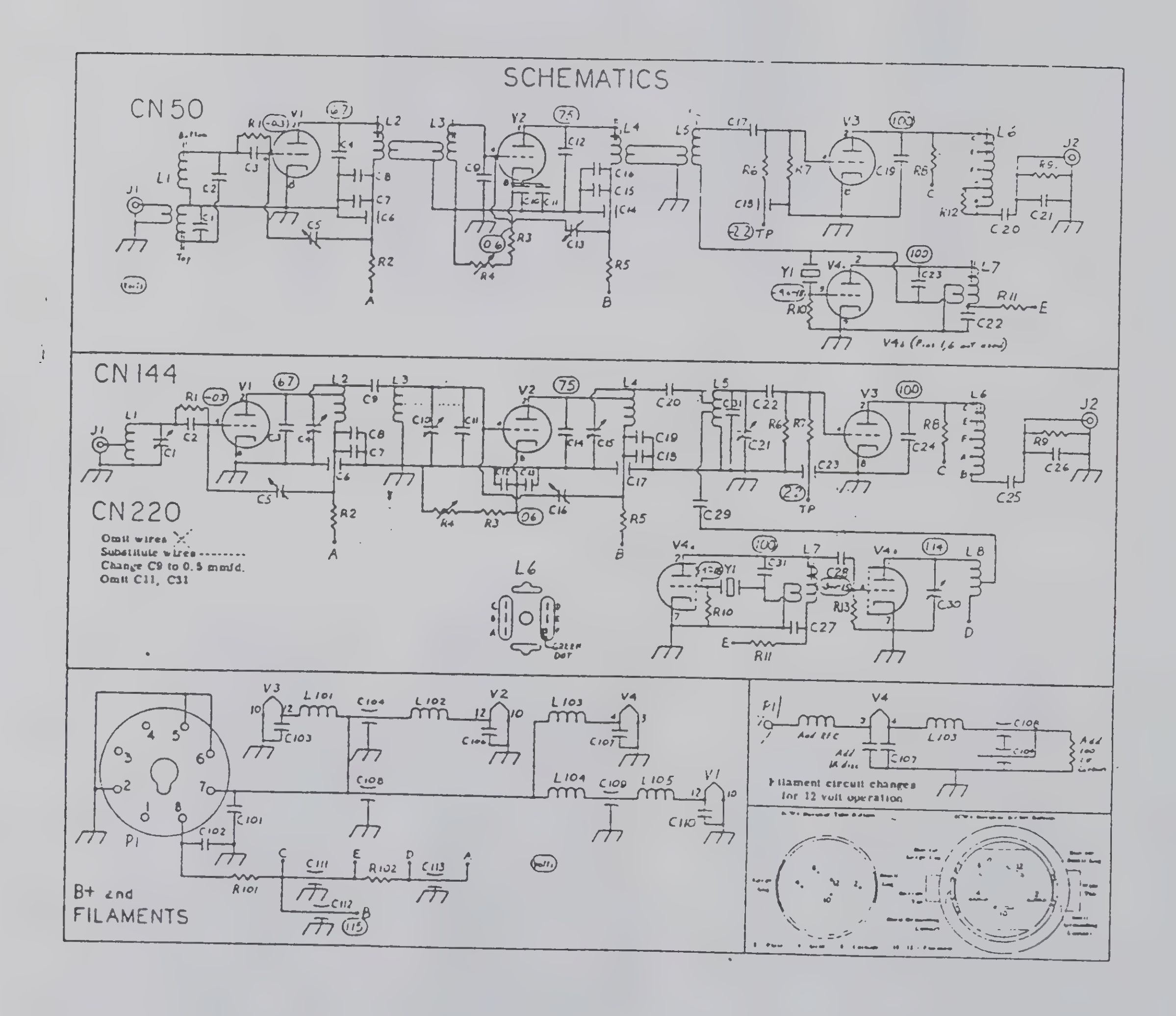


Figure 11 - Schematic of Ameco Converter

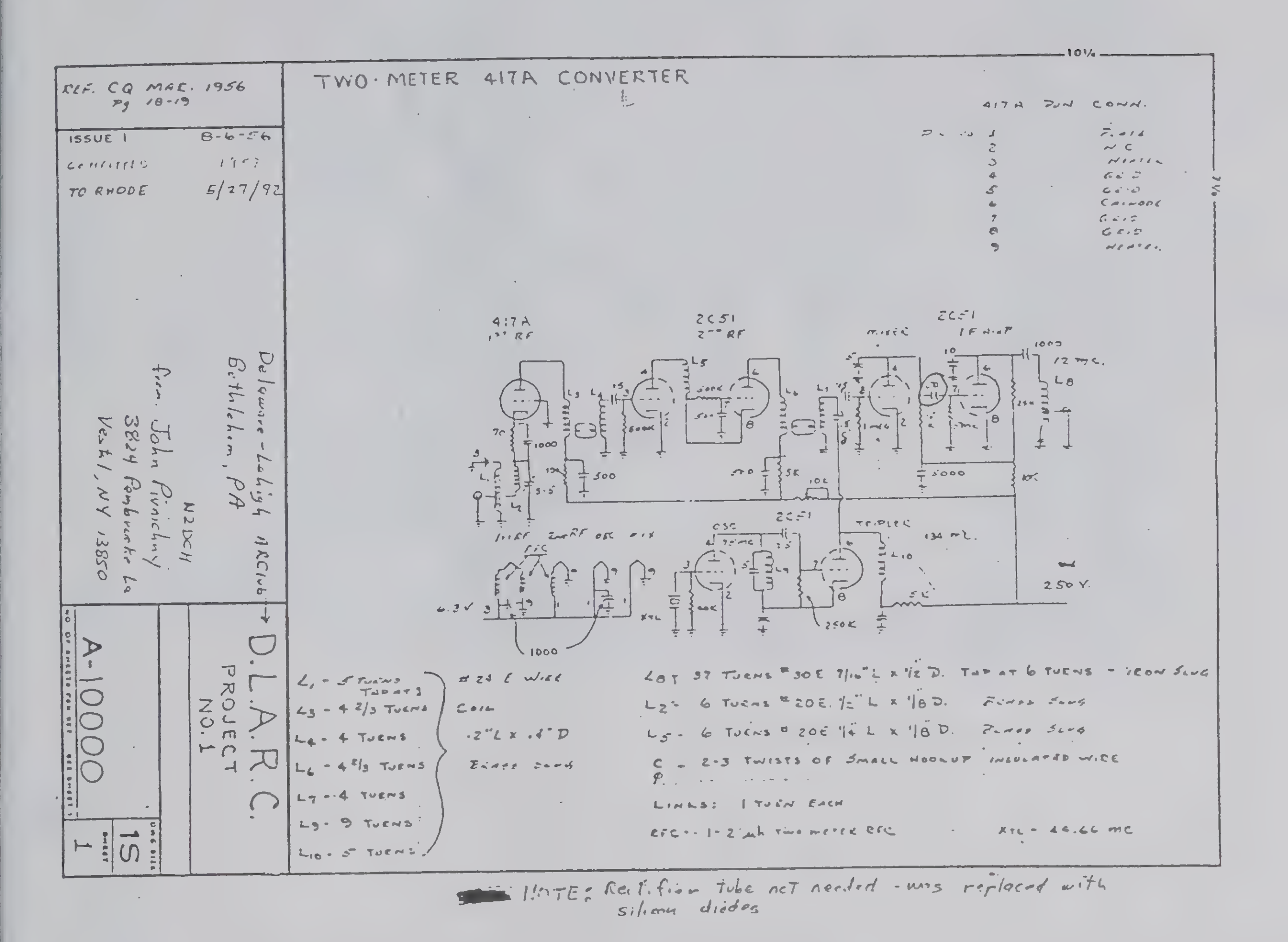


Figure 12 - Schematic of 417A Two-Meter Converter

The reason why those tube converters were considered is that we wanted to be able to look at the relationship between modeling and measurement. Table 2 provides a listing of the small and large signal performance and indicates the measurements versus predictions. We then took the basic approach shown for the 6CW4 converter and replaced the tubes with bipolar transistors, then MOS transistors, and finally GaAs FETs.

The result of this is also shown in this paper and the following figures 13-21 are a set of simulations for the various devices as a function of current setting for the neutralization. These figures are in the proper sequence. The differences in the plots is for the 417A converter have to do with the amount of feedback as a function of neutralization settings. It becomes apparent that this heavily influences both the selectivity curve and the actual figure noise.

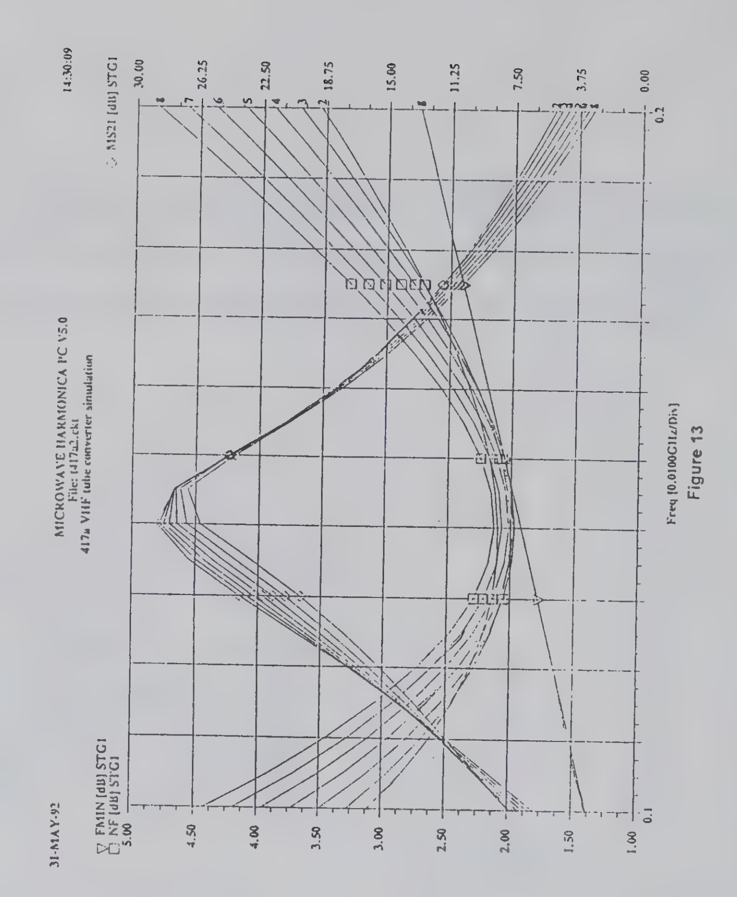


Figure 13

TABLE II

CONVERTER TEST DATA

Ameco	417A	BIP-Cascode	MOS-FET	GaAS-FET
P_G = 20 dB	P_G = 20 dB	P_G = 20 dBm	P_G = 20 dB	P_G = 20 dB
NF = 4 dB	NF = 1.6 dB	NF = 0.8 dB	NF = 0.7 dB	NF = 0.4 dB
IP_3 = 0 dBm	IP_3 = 5 dBm	IP_3 = 7 dBm	IP_3 = 10 dBm	IP_3 = 10 dBm
Tube-Mixer	Tube-Mixer	Diode-Ring + 20 dBm	Diode-Ring +20 dBm	Diode-Ring +20 dBm
Q = 4	Q = 3.4	Q = 6.2	Q = 9.3	Q = 9.6

Q = Figure of Merit - IP_3-NF

In the case of the BIP and FET versions, a high-level double balanced mixer has been used. Indications are that the limitations in this design are given by two factors: 1) the IP_3 of the double-balanced mixer and 2) by the gain distribution of the system including the matching. For stability reasons at VHF, MOS FETs can be handled better than GaAs FETs.

31-MAY-92 MICROWAVE HARMONICA PC V5.0 15:53:04
File: T417A1.CKT
6CW4 VHF tube converter simulation

▽ FMIN [dB] STG1
□ NF [dB] STG1
◇ MS21 [dB] STG1

Freq [MHz]

Figure 16

31-MAY-92 MICROWAVE HARMONICA PC V5.0 15:38:22
File: T417A4.CKT
CASCODE ARRANGEMENT OF 2 8GHZ SIEMENS BIPOLAR TRANSISTORS

▽ FMIN [dB] STG1
□ NF [dB] STG1
◇ MS21 [dB] STG1

Freq [0.0100GHz/Div]

Figure 17

31-MAY-92 MICROWAVE HARMONICA PC V5.0 14:46:09
File: t417a2.ckt
Dual-gate VHF MOS-FET simulation

▽ FMIN [dB] STG1
□ NF [dB] STG1
◇ MS21 [dB] STG1

Freq [0.0100GHz/Div]

Figure 18

31-MAY-92 MICROWAVE HARMONICA PC V5.0 15:00:56
File: T417A2.CKT
DUAL-GATE MES-FET simulation

▽ FMIN [dB] STG1
□ NF [dB] STG1
◇ MS21 [dB] STG1

Freq [0.0100GHz/Div]

Figure 19



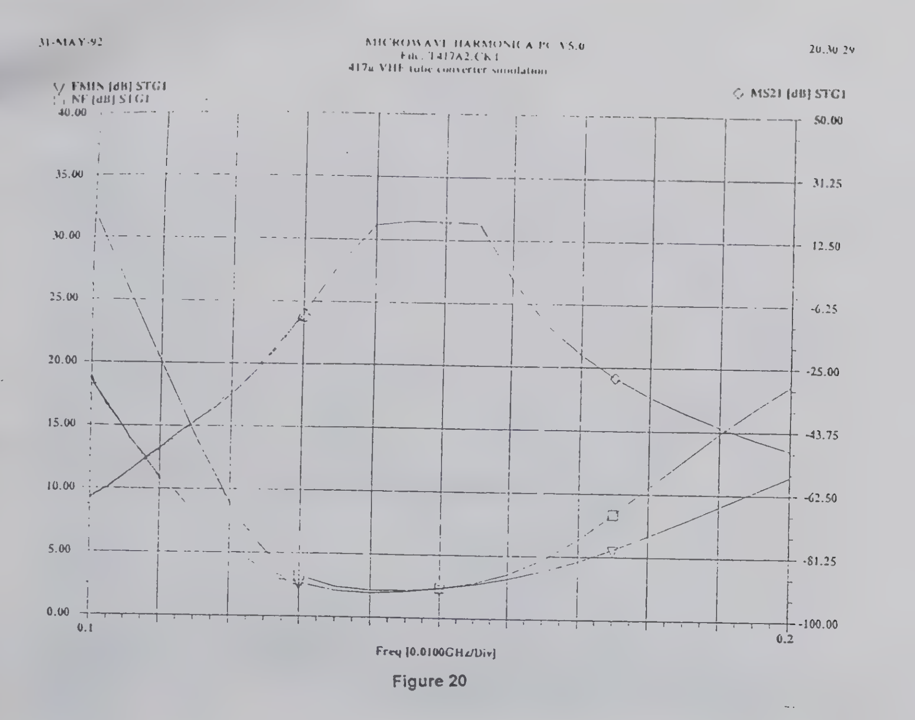


Figure 20

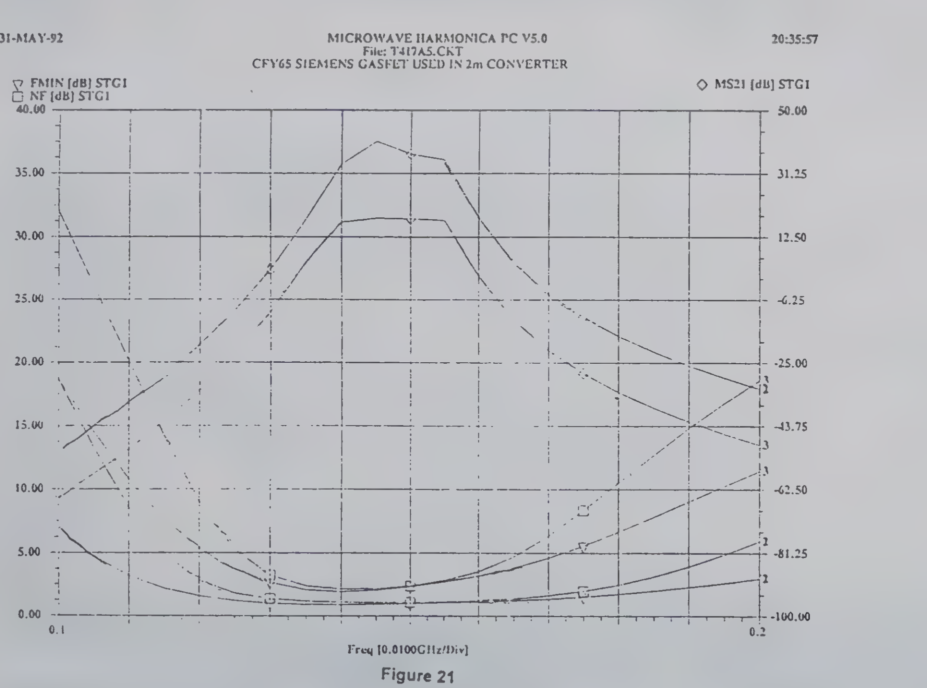


Figure 21

The changes in the noise figure as plotted also is shown in the noise matching which means by changing the tap in the input tuned circuit, different noise matching has been provided. In the case of the 6CW4, the differences in the noise matching are much more dramatic and also results in different gain.

By using a cascode arrangement of Siemens bipolar transistors, we obtained the best noise figure so far (approximately .76 dB), but also obtained the highest gain and the least feedback. This is directly attributable to the high reverse isolation. If we substituted the bipolar cascode with a dual-gate MOS FET, the resulting noise figure is about the same, but it can be seen from the curves that the selectivity is vastly improved. This means for the same noise figure, more suppression of interference is possible. Finally, if we look at the GaAs FET, the minimum noise figure available, there is approximately .2 dB but not quite achieved at the circuit due to input matching losses.

It is also useful to compare the best tube converter with the best GaAs FET converter. By substituting and replacing the tubes with GaAs FETs, an overall noise performance is achieved with a systems noise figure of approximately 1dB versus 1.6 dB with the tubes.

Since the converter typically consists of a pre-amplifier and mixer, we now look into the nonlinearities. Figure 22 shows the phase plane of the mixer at the output. The plum-shaped curve is due to the LC tuned circuit at the output.



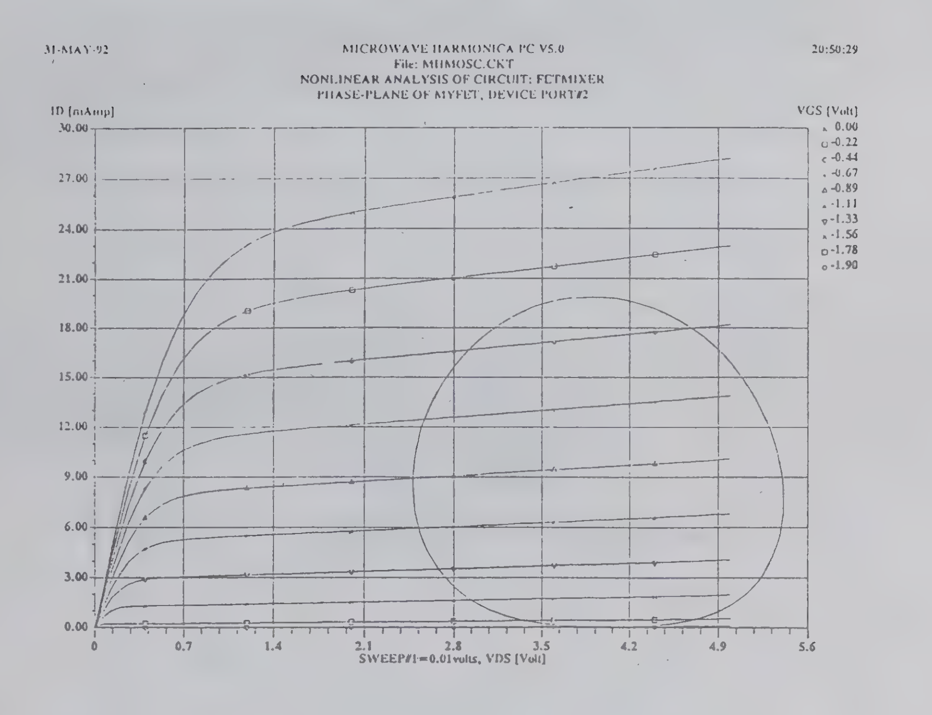


Figure 22 - Phase Plane of the Mixer at the Output.

If one would connect a spectrum analyzer to the output of the mixer, one would see the combination frequencies as shown in Figure 23 and Figure 24. The large signal handling capacity is typically described by using the 1dB compression point. This is shown in Figures 23 - 26.

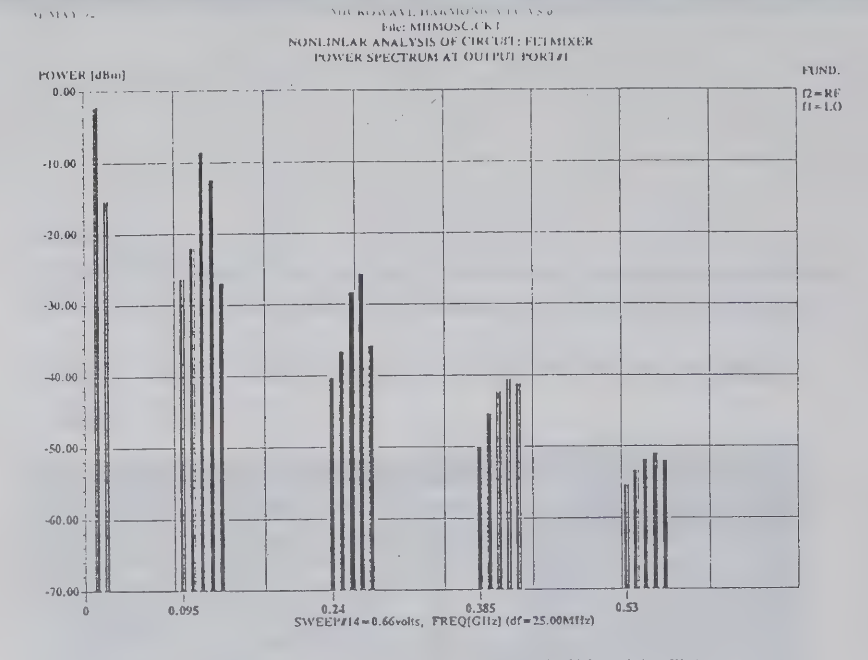


Figure 23 - Power Spectrum at the output with -8.dB M Local Oscillator Drive and .66 Volt RF Signal

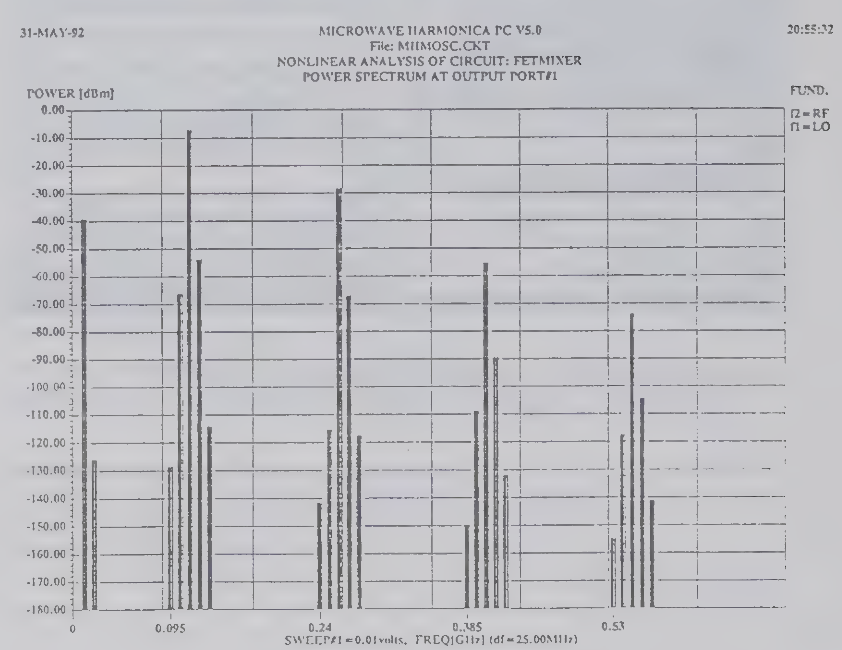


Figure 24 - Power Spectrum at the output with -8.dB M Local Oscillator Drive and 10 Millimeter RF

Figure 25 and Figure 26 illustrate the simulated results including harmonics.

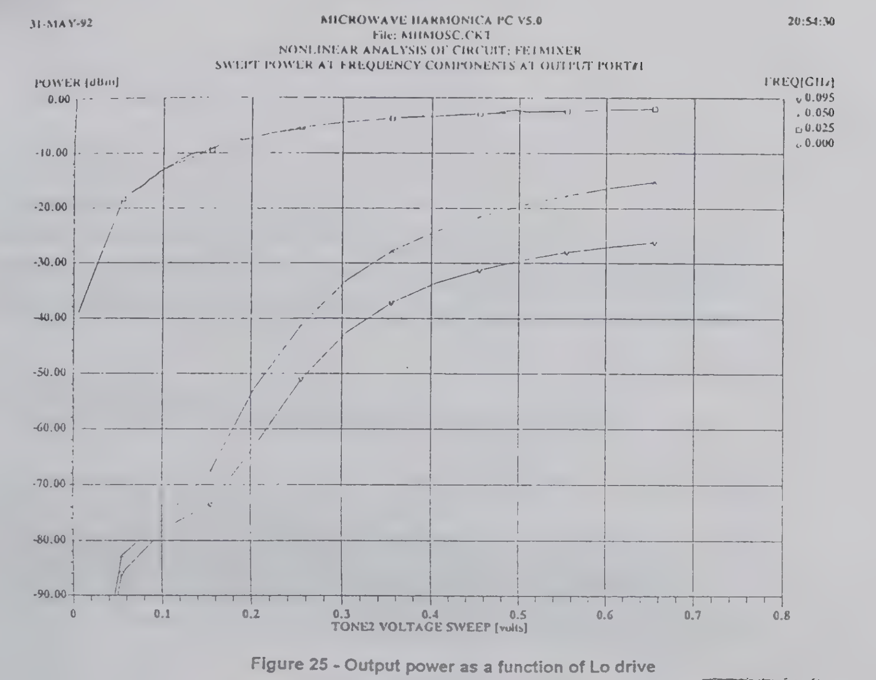


Figure 25 - Output power as a function of Lo drive

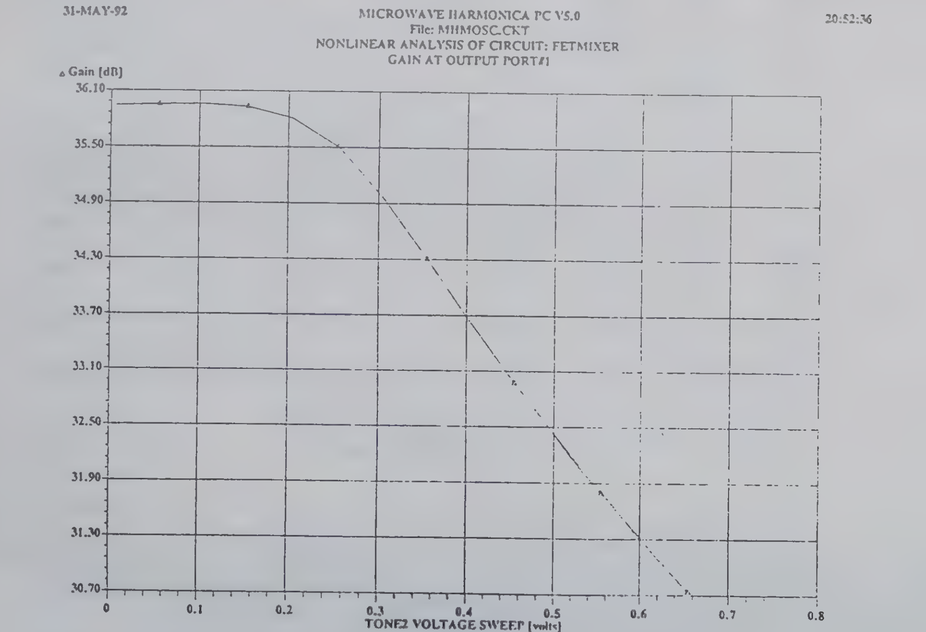


Figure 26 - Gain as a function of RF drive

Microwave/Millimeter Wave Applications

Figure 27 shows the layout of a 20 GHz distributed amplifier. For verification of modeling accuracy, this was used as a test vehicle produced by two different foundries, Texas Instrument and Raytheon.

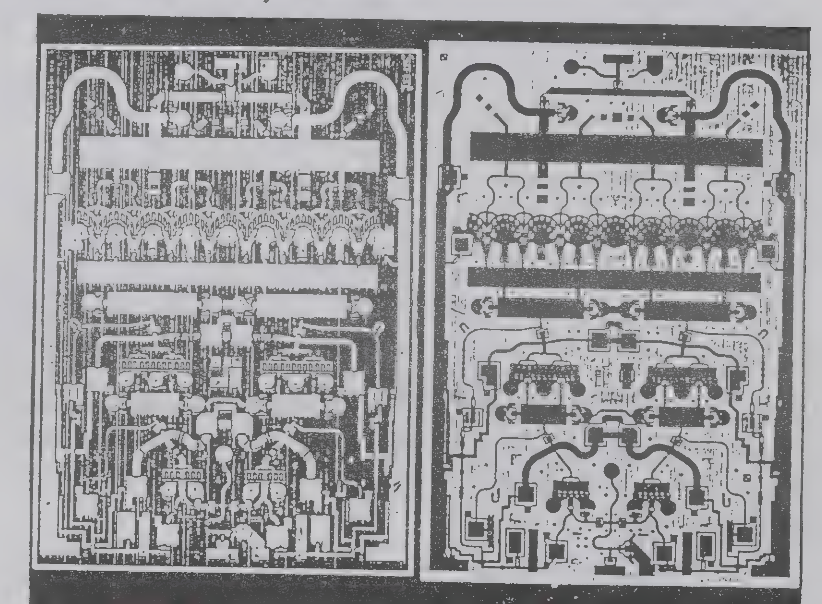


Figure 27 - Layout of 20 Ghz Distributed Amplifier - Texas Instruments and Raytheon

Figure 28 shows the plot of measured and predicted data for the device. As can be seen, the tracking is extremely good. The quality of the simulation depends highly on the model accuracy.

Lastly, Figure 31 and Figures 32are examples of where this type of simulation has been used for commercial products. Figure 31 shows a Siemens CM 90 GaAs MMIC and Figure 32 shows a Millimeter Wave Chip Set Ku-Band MMIC VCO. Both of these are production items and were a good vehicle to verify the simulation quality.

Siemens CMY 90 GaAs Mixer with Integrated Pre- and IF Amplifiers

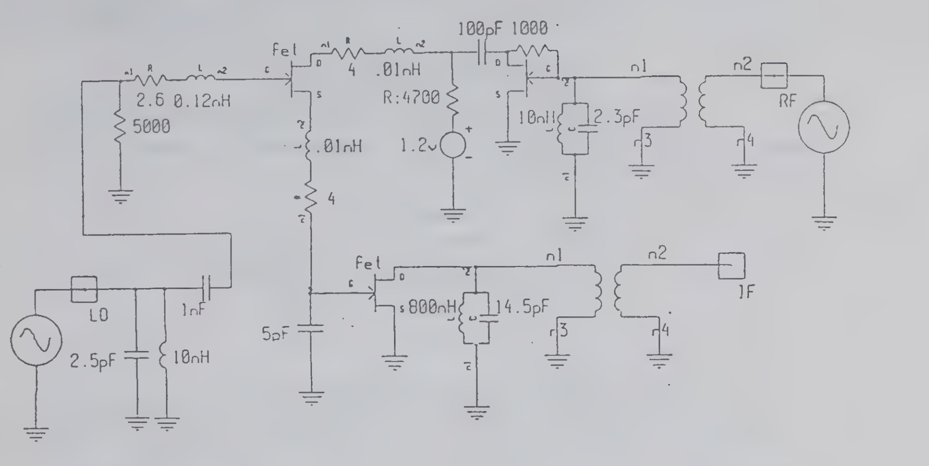
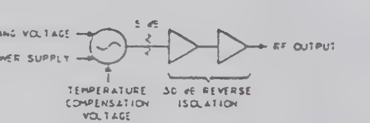


Figure 31 - Siemens CM 90 GaAs MMIC

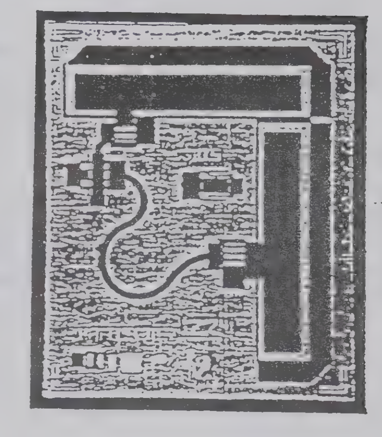
Millimeter Wave Chip Set
Ka-Band VCO

Preliminary Specifications

Linearity	< ±15%
Drift	< 1 MHz/°C
Tuning Range	> 12%
Temperature Range	-25 → 60°C
Frequency Accuracy	< 2.5

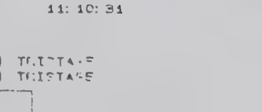


Ku-Band MMIC VCO



Millimeter-wave VCO chip developed by T.I. in MIMIC Phase 1 used in a millimeter-wave VCO chip set

Figure 32 - Millimeter Wave Chip Set Ka-Band VCO



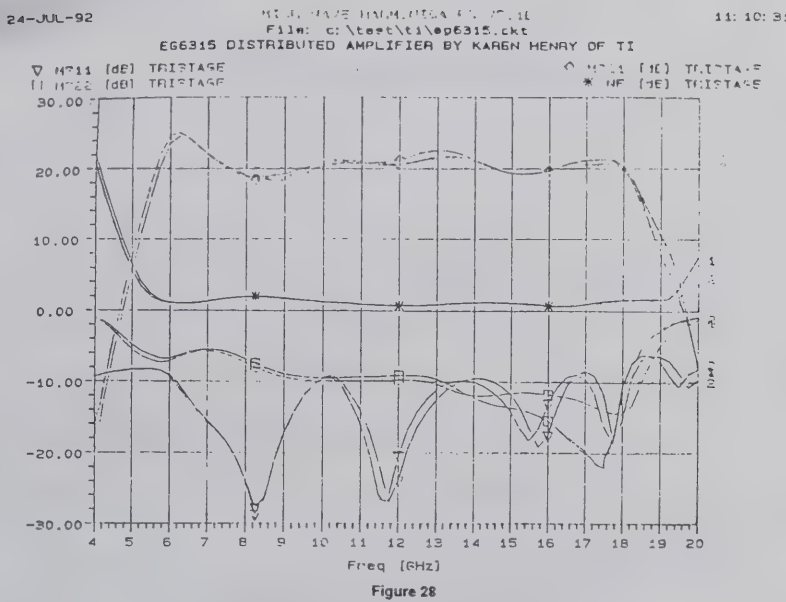


Figure 28

Figure 29 shows the differences between measured and predicted results of a resonant structure at 45 Ghz using two different simulators.

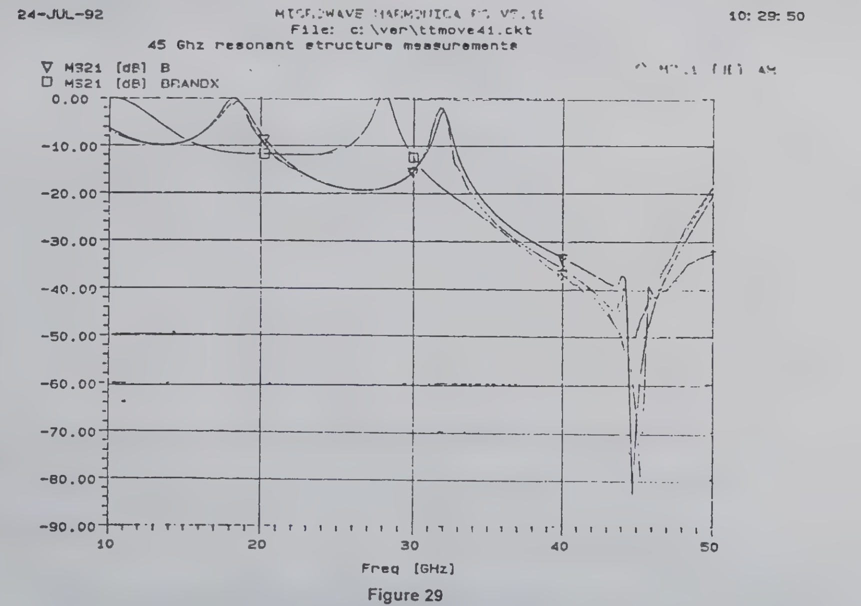


Figure 29

Figure 30 shows the measured performance of a 32 GHz low noise amplifier. There is excellent agreement with the predicted performance results from Super-Compact. The performance predicted by another popular simulator is shown for comparison.

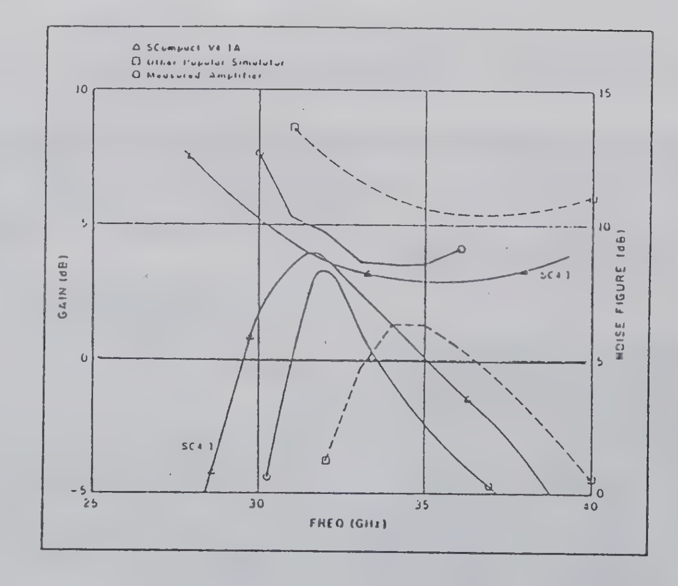


Figure 30

SUMMARY

While most of the examples here had been dedicated to the two-meter band, such analysis could have been done at microwave frequencies. The advantage of performing modeling at lower frequencies is that one can separate the frequency dependencies and the dependencies of active circuits. The current ability to model these linear and nonlinear characteristics provide increased insight into designing circuits for large signals.

APPENDIX A (6)

Based on the convention by Rothe and Dahlke [2.3], any linear two-port can be in the form shown in Fig.2.4. This general case of a noise two-port can be redrawn showing noise sources at the input and at the output. Figure 2.4b shows this in admittance form and Figure 2.4c in impedance form. The internal noise sources are assumed to produce very small currents and voltages, and we assume that linear two-port equations are valid. From the set of equations (1.5 and (1.4) of Chapter 1, we can describe the general case. The internal noise contributions have been expressed by using external noise sources:

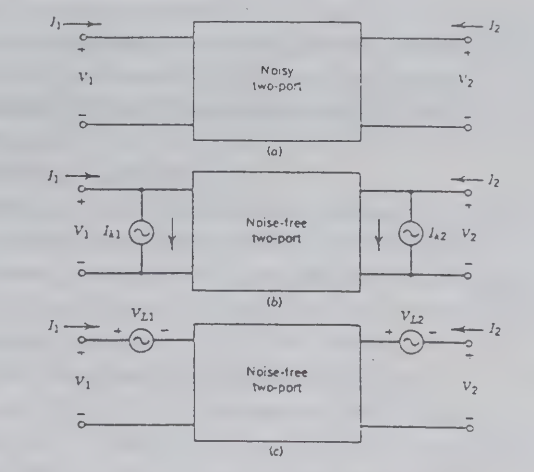


Figure 2.4 Noisy linear two-ports: (a) general form; (b) admittance form: (c) impedance form.

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 + I_{K1} \quad (2.18)$$
$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 + I_{K2}$$

$$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2 + V_{L1}$$
$$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 + V_{L2} \quad (2.19)$$

where the external noise sources are I_{K1}, I_{K2}, V_{L1}, and V_{L2}.

Since we want to describe our noisy circuit in terms of the noise figure, the ABCD-matrix description will be more convenient since it refers both noise-sources to the input of the two-port [2.4]. This representation is given below (note the change in direction of I_2);

$$V_1 = AV_2 + BI_2 + V_A$$
$$I_1 = CV_2 + DI_2 + I_A \quad (2.20)$$

where V_A and I_A are the external noise sources.

It is important to remember that all of these matrix representations are interrelated. For example, the noise sources for the ABCD-matrix description can be obtained from the z-matrix representation shown in (2.19). This transformation is

$$V_A = -\frac{I_{K2}}{y_{21}} = V_{L1} - \frac{V_{L2}z_{11}}{z_{21}} \quad (2.21)$$

$$I_A = I_{K1} - \frac{I_{K2}y_{11}}{y_{21}} = -\frac{V_{L2}}{z_{21}} \quad (2.22)$$

The ABCD representation is particularly useful based on the fact that it allows us to define a noise temperature for the two-port referenced to its input. The two-port itself (shown in Fig. 2.5) is assumed to be noise free. -

In the past, z and y parameters have been used, but in microwave applications it has become common to use s-parameter definitions. This is shown in Fig.2.6. The previous equations can be written in their new form using S parameters.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{n1} \\ b_{n2} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

There are different physical origins for the various sources of noise. Typically, thermal noise is generated by resistances and loss in the circuit or transistor, whereas shot noise is generated by current f lowing through semiconductor junctions and vacuum tubes. Since these many sources of noise are represented by only two noise sources at the device input, the two equivalent input noise sources are often a complicated combination of the circuit internal noise sources. Often, some of the V_A and I_A is related to the same noise source. This means that V_A and I_A are not independent in general. Be fore we can use V_A and I_A to calculate the noise figure of the two-port, we must calculate the correlation between V_A and I_A shown in Figure 2.5.

The noise source V_A represents all of the device noise referred to in the input when the generator impedance is zero; that is, the input is short circuited. The noise source I_A represents all of the device noise referred to the input when the generator admittance is zero; that is, the input is open circuited.

The correlation of these two noise sources considerably complicates the analysis. By defining a correlation admittance, we can simplify the mathematics and get some physical intuition for the relationship between noise figure and generator admittance. Since some fraction of I_A will be correlated with V_A, we split I_A into correlated and uncorrelated parts as follows:

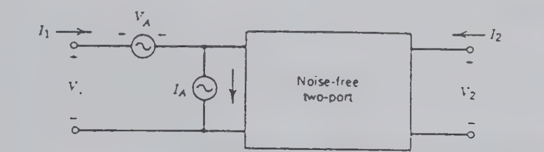


Fig. 2.5 Chain matrix form of linear noise two-ports.

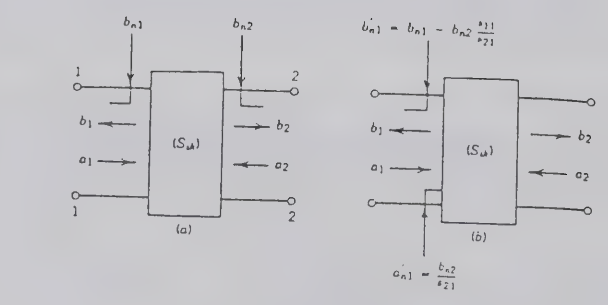


Figure 2.6 S-parameter form of linear noisy two-ports

$$I_A = I_n + I_u \quad (2.24)$$

I_U is the part of I_A uncorrelated with V_A. Since it is correlated with V_A, we can say that In is proportional to V_A and the constant of proportionality is the correlation admittance.

$$I_n = Y_{cor} V_A \quad (2.25)$$

This leads us to

$$I_A = Y_{cor} V_A + I_u \quad (2.26)$$

The following derivation of noise figure will use the correlation admittance. Y_{cor} is not a physical component located somewhere in the circuit. Y_{cor} is a complex number derived by correlating the random variables I_A and V_A. To calculate Y_{cor}, we multiply each side of (2.26) by V^*_A and average the result. This gives

$$\overline{V_A^* I_A} = Y_{cor} \overline{V_A^2} \quad (2.27)$$

where the I_u term averaged to zero since it was uncorrelated with V_A. The correlation admittance is thus given by

$$Y_{cor} = \frac{\overline{V_A^* I_A}}{\overline{V_A^2}} \qquad (2.28)$$

Often, people use the term "correlation coefficient". This normalized quantity is defined as

$$c = \frac{\overline{V_A^* I_A}}{\sqrt{\overline{V_A^2}\,\overline{I_A^2}}} = Y_{cor}\sqrt{\frac{\overline{V_A^2}}{\overline{I_A^2}}} \qquad (2.29)$$

Note that the dual of this admittance description is the impedance description. Thus, the impedance representation has the same equations as above with Y replaced by Z, I replaced by V, and V replaced by I.

V_A and I_A represent the internal noise sources in the form of a voltage source acting in series with the input voltage and a source of current flowing in parallel with the input current. This representation conveniently leads to the four noise parameters needed to describe the noise performance of the two-port. Again, using the Nyquist formula, the open-circuit voltage of a resistor at the temperature T is

$$\overline{V_A^2} = 4kTRB \qquad (2.30)$$

The voltage is a mean-square fluctuation (spectral density). It is the method used to calculate the noise density. We could also define a noise equivalent resistance for a noise voltage as

$$R_n = \frac{\overline{V_A^2}}{4kTB} \qquad (2.31)$$

The resistor R_n is not a physical resistor, but can be used to simulate different portions of the noise equivalent circuit.

In a similar manner, a mean-square current fluctuation can be represented in terms of an equivalent noise conductance G_n, which is defined by

$$G_u = \frac{\overline{I_u^2}}{4kTB} \qquad (2.32)$$

and

$$G_n = \frac{\overline{I_A^2}}{4kTB} \qquad (2.33)$$

for the case of the uncorrelated noise component. The input generator to the two-port has a similar contribution:

$$G_G = \frac{\overline{I_G^2}}{4kTB} \qquad (2.34)$$

with Y_G being the generator admittance and G_G being the real part. With the definition of F above, we can write:

$$F = 1 + \left|\frac{I_A + Y_G E_A}{I_G}\right|^2 \qquad (2.35)$$

The use of the voltage V_A and current I_A has allowed us to combine all the effects of the internal noise sources.

We can use the previously defined (2.28) correlation admittance $Y_{cor} = B_{cor} + B_{cor}$ to simplify (2.35). First, we determine the total noise current:

$$\overline{I_n^2} = 4kT(Y_{cor}R_n + G_n)B \quad (2.36)$$

where R_n and G_n are as defined in (2.31) and (2.32). The noise factor can now be determined.

$$F = 1 + \frac{G_u}{G_g} + \frac{R_n}{G_g}\left[(G_G + G_{cor})^2 + (B_G + B_{cor})^2\right] \quad (2.37)$$

$$F = 1 + \frac{R_u}{R_g} + \frac{G_n}{R_g}\left[(R_G + R_{cor})^2 + (X_G + X_{cor})^2\right] \quad (2.38)$$

The noise factor is a function of various elements, and the optimum impedances for best noise figure can be determined by minimizing F with respect to generator reactance and resistance. This gives *

$$R_{On} = \sqrt{\frac{R_n}{G_n} + R_{cor}^2} \quad (2.39)$$

$$X_{On} = -X_{cor}. \quad (2.40)$$

and

$$F_{min} = 1 + 2G_nR_{cor} + 2\sqrt{R_uG_n + (G_nR_{cor})^2} \quad (2.41)$$

* In order to distinguish between optimum noise and optimum power, we have introduced the conventional O_n instead of the more familiar abbreviation opt.

At this point we see that the optimum condition for minimum noise figure is not a conjugate power match at the input port. We can explain this by recognizing that the noise source V_A and I_A represent al the two-port noise, not just the thermal noise of the input port. We should observe that the optimum generator susceptance $-X_{cor}$, will minimize the noise contribution of the two noise generators.

In rearranging for conversion to S parameters, we write

$$F = F_{min} + \frac{G_n}{R_G}\left|Z_G - Z_{On}\right|^2 \quad (2.42)$$

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_G}\left|Y_G - Y_{On}\right|^2 \quad (2.43)$$

From the definition of the reflection coefficient,

$$\Gamma_G = \frac{Y_0 - Y_G}{Y_0 + Y_G} \quad (2.44)$$

and with

$$r_n = \frac{R_n}{Z_0} \quad (2.45)$$

the normalized equivalent noise resistance

$$F = F_{min} + \frac{4r_n\left|\Gamma_G - \Gamma_{On}\right|^2}{(1 - \left|\Gamma_G\right|^2)\left|1 + \Gamma_{On}\right|^2} \quad (2.46)$$

$$r_n = (F_{50} - F_{min})\frac{\left|1 + \Gamma_{On}\right|^2}{4\left|\Gamma_{On}\right|^2} \quad (2.47)$$

$$\Gamma_{On} = \frac{Z_{On} - Z_0}{Z_{On} + Z_0} \quad (2.48)$$

The noise performance of any linear two-port can now be determined if the values of the four noise parameters, F_{min}, $r_n = R_n/50$, and Γ_{On} are known.

APPENDIX B (7)

3RD ORDER DISTORTION IN AMPLIFIERS AND MIXERS

The dynamic range of amplifiers and mixers represents the range of signal level over which it will exhibit its intended signal processing properties. The lower limit is determined by the noise signal and the upper limit is determined by the allowable level of signal distortion. Frequently, the 3rd order intercept point is used as a reference. A fundamental limitation on linearity exists, namely the gain-distortion (amplitude and phase) of the complete amplifier and mixer. The question as to which device used in an amplifier or mixer will produce a signal processor with the greatest range of linearity cannot be answered by considering the linearity of each device alone. In most cases, the circuit environment should provide the criteria for choosing the type of device.

2. Gain Saturation

Mixers and amplifiers are special forms of power converters. They all transform power at one frequency to power at another. For example, a transistor mixer will convert both dc and local oscillator power to power at the i-f frequency. As power converters, these circuits must follow the fundamentals rules of thermodynamics. Consider the two-port amplifier

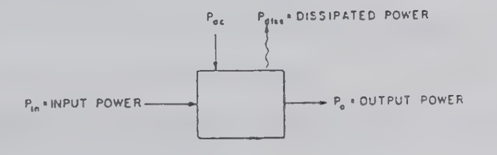


Fig. 1 - Two port amplifier.

of Fig. 1. The total input power must equal the total output power:

$$P_{in} + P_{dc} = P_o + P_{diss}. \quad [1]$$

Defining the power gain G as

$$G = \frac{P_o}{P_{in}} \quad [2]$$

$$P_{diss} = P_{dc} - (G - 1)P_{in}. \quad [3]$$

If the power gain were to remain constant and greater than unity, then at some level of input power the dissipated power would become negative. This is clearly impossible and, therefore, the power gain cannot remain constant. It is important to note that no assumptions about the linearity of the device used in the two-port amplifier were made. Even if the amplifying device were ideally linear, gain saturation would still occur as long as the dc power level remained unchanged. The difference between an ideally linear amplifier and an amplifier utilizing an ideally linear device is now easily recognized. The gain of an ideally linear amplifier, by definition, never changes, but the gain of an amplifier utilizing an ideally linear device does saturate. For the amplifier to be ideally linear, it would have to have, in addition to an ideally linear device, an infinite source of dc power.

Device nonlinearities reduce the gain saturation level. This is equivalent to stating that the nonlinearities of the device reduce the conversion efficiency. This is seen in the following discussion.

Consider a transfer current gain device that is linear in the first quadrant of the V-I plane. Its output characteristic is shown in Fig 2.

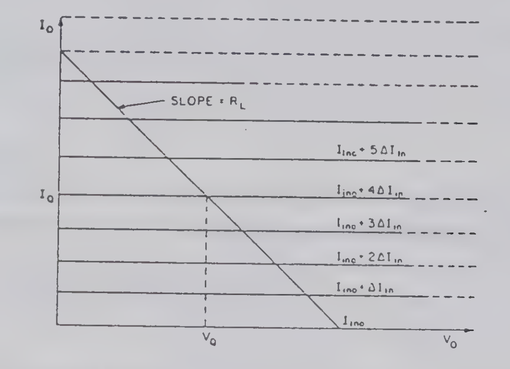


Fig. 2 - Linear current-amplifying device.

Note that the idealized characteristics extend toward infinity on to the positive voltage and current axes. A dc operating point is supplied to the device so that the bias point ($V_Q I_Q$) is centered on the load line established by the load resistor, R_L. Under these conditions the peak to peak signal voltage and signal current swings become $2V_Q$ and $2I_Q$, respectively. The maximum power developed in R_L is, therefore,

$$P_{om} = \frac{V_Q I_Q}{2}. \qquad [4]$$

Since the dc power supplied is V_Q and I_Q, the maximum output efficiency $_{nom}$ is

$$\eta_{om} = \frac{P_{om}}{P_{dc}} = \frac{1}{2} = 50\% \qquad [5]$$

the maximum output power can be increased by shifting the operating point away from the origin at a 45° angle, but the maximum efficiency remains constant.

The value of R_L for both maximum efficiency and maximum output power for any operating point is always

$$R_{Lopt} = \frac{V_Q}{I_Q} \qquad [6]$$

If R_L is lower than R_{Lopt}, the maximum current swing remains at $2I_Q$ but the voltage swing is reduced below $2V_Q$. The operation of the device can be said to be current limited, and the output power is

$$P_o = \frac{I_Q^2 R_L}{2} \; (R_L < R_{Lopt}) \qquad [7]$$

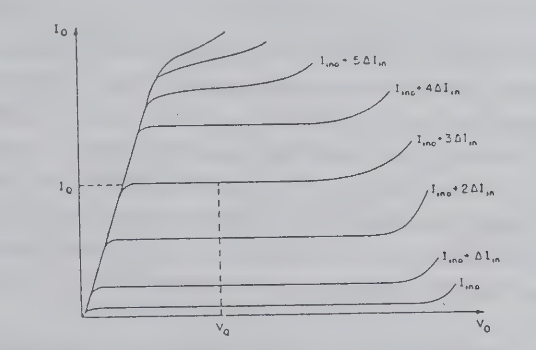


Fig. 3 - Current-amplifying device.

Similarly if R_L is greater than R_{Lopt}, the device becomes voltage limited and

$$P_o = \frac{V_Q^2}{2R_L} \; (R_L > R_{Lopt}) \qquad [8]$$

In both cases since $P_o < P_{om}$ the efficiency and saturation level will decrease.

A real device used for transfer amplification is not ideally linear. Higher order terms in the transfer characteristic of the device result in an output characteristic similar to that shown in Figure 3.

The device may be considered to be linear if it is operated in a very small region on the output characteristic around the bias point. As the signal amplitude is increased, the output will become increasingly distorted. Under very large signal conditions, the transfer characteristic would have to be represented by an infinite series

$$i_o = \sum_{n=1}^{\infty} k_n (i_{in})^n. \qquad [9]$$

In general the coefficients k_n will be complex quantities whose values can be determined by an analysis of the output waveforms. Small-signal operating conditions, i.e., operation in the small region about the bias point, are represented by Eq. [9] when all the coefficients of the expansion are zero except k_1. Then

$$i_{oss} = k_1 i_{in} \qquad [10]$$

Eq. [10] is used as a linear approximation for small-signal circuit analysis and design.

An important region of operation is the one in which small-signal operation is assumed even though the signal levels have increased enough to produce slight distortion. An amplifier of this type is usually referred to as "linear". to analyze this mode of operation, three terms of Eq. [9] are used.

$$i_o = k_1 i_{in} + k_2 i_{in}^2 + k_3 i_{in}^3. \qquad [11]$$

This is the first-order approximation needed to extract information about the intermodulation distortion and is assumed to be valid for small deviations from linear operation.

The gain equation for transfer voltage-amplifying devices is the dual of Eq. [11] with the currents replaced by voltages.

The gain of negative-resistance amplifiers in which the output power is converted from a dc supply, e.g., tunnel diodes, can also be represented by Eq. [10]. In this case, the gain is linear as long as the negative resistance remains constant for the signal voltage or current swing. If the voltage or current swing exceeds the constant-negative-resistance region, the waveform will distort. Fig.4 shows a typical negative-resistance characteristic. If the negative resistance was constant between V_{min} and V_{max}, then

$$P_{um} = \frac{(V_{max} - V_{min})(I_{max} - I_{min})}{8} = \frac{R_L}{8}(I_{max} - I_{min})^2 = \frac{(V_{max} - V_{min})^2}{8R_L} \qquad [12]$$

and

$$V_Q = \frac{V_{max} + V_{min}}{2}$$

$$I_Q = \frac{I_{max} + I_{min}}{2}$$

The efficiency is

$$\eta_{um} = \frac{P_{um}}{P_{dc}} = \frac{(V_Q - V_{min})(I_Q - I_{min})}{2V_Q I_Q} \qquad [13]$$

Note that as V_{min} and I_{min} approach zero, the maximum efficiency approaches 50%.

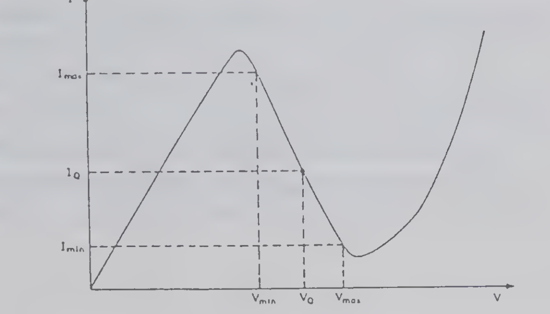


Fig. 4 - Negative resistance device.

3. Gain Saturation for Multiple Signals

As the amplifier deviates slightly from linearity, the gain can be represented in the general form

$$y = k_1 f(x) + k_2 f(x)^2 + k_3 f(x)^3 \qquad [14]$$

where y represents the output and $f(x)$ the input. In general, the transform of each coefficient K_n will be complex quantities whose values can be determined by an analysis of the output waveforms or by using a Voltera series approach.[2]

Simons[1] has investigated this equation for three sinusoidal inputs and real coefficients. Here, we will assume complex coefficients. The input will consist of m sinusoidal signals,

$$f(X) = \sum_{n=1}^{m} A_n \cos X_n = \sum_{n=1}^{m} \mathrm{Re}(A_n e^{jX_n}) \qquad [15]$$

where A_n is the signal amplitude and

$$X_n = 2\pi f_n t + \phi_n$$

Substitution of Eq.[15] into [14] results in a series of sinusoidal terms that contribute to an output at the M fundamental frequencies, their second and third harmonics, and to a variety of mixing frequencies between the fundamentals and harmonics.

The fundamental output consists of

$$y_{fund} = \sum_{n=1}^{m} \mathrm{Re}\left\{\left[K_{1,f_n} + \frac{3}{4}K_{3,f_n}\left(A_n^2 + 2\sum_{p=1,p\neq n}^{m} A_p^2\right)\right] \times A_n e^{jX_n}\right\}. \qquad [16]$$

Note that the terms $K_{1,fn}$, $K_{3,fn}$ indicate that the complex coefficients K_1, K_3 are to be evaluated at frequency f_n: they do not indicate that K_1, K_3 are functions of f_n exclusively. The contributions of the first and third terms of Eq. re represented by $K_{1,fn}$ and $K_{3,fn}$, respectively. The third-term contribution consists of two parts. The first (3/4) $K_{3,fn} A_n^2$, represents self-saturation. The second part, (2/3) $K_{3,fn} A_p^2$, represents "cross-saturation".

At any one of the frequencies f_n, the ratio of the fundamental output amplitude at that frequency to the small signal fundamental output amplitude is the gain saturation, g_c,

$$g_{c,f_n} = 1 + \frac{3}{4}\frac{K_{3,f_n}}{K_{1,f_n}}\left(A_n{}^2 + 2\sum_{p=1,p\neq n}^{m} A_p{}^2\right) \qquad [17]$$

Since K_3 and K_1 are complex quantities, gain compression will occur only if the relative phase of K_3 and K_1 is 180°.

The gain saturation of any fundamental output at frequency f_q can be related to the gain saturation of the largest amplitude signal. If the signal with the largest amplitude A_1 is at frequency f_1 and all the signal amplitudes are normalized so that

$$A_p = a_p A_1, \quad (p\neq 0) \qquad [18]$$

then,

$$g_{c,f_q} = (g_{c,f_1} - 1)\frac{K_{1,f_1}K_{3,f_q}}{K_{1,f_q}K_{3,f_1}}\left(\frac{2 + a_q{}^2 + 2\sum_{p=3}^{m} a_p{}^2}{1 + 2a_q{}^2 + 2\sum_{p=3}^{m} a_p{}^2}\right) + 1. \qquad [19]$$

The gain saturation of each signal is different and is a function of their relative levels.

If only one high level signal is present among the m signals, then

$$g_{c,f_q} \approx (g_{c,f_1} - 1)\frac{K_{1,f_1}K_{3,f_q}}{K_{1,f_q}K_{3,f_1}}2 + 1, \qquad [19a]$$

where

$$g_{c,f_1} = 1 + \frac{3}{4}\frac{K_{3,f_1}}{K_{1,f_1}}A_1{}^2. \qquad [19b]$$

which is the gain saturation if the large signal is the only one present. The gain saturation for all the small signals is approximately the same but differs from the saturation of the large signal by the relationship shown in Eq.[19a].

If all the signal amplitudes are the same then

$$g_{c,f_q} = (g_{c,f_1} - 1)\frac{K_{1,f_1}K_{3,f_q}}{K_{1,f_q}K_{3,f_1}} + 1 \qquad [20]$$

where

$$g_{c,f_1} = 1 + \frac{3}{4}\frac{K_{3,f_1}}{K_{1,f_1}}A_1{}^2(2m - 1). \qquad [21]$$

Note that g_c is a complex quantity, i.e., it has both magnitude and phase.

4. Intermodulation Distortion

The third term of the gain equation, Eq.[14] , produces outputs at frequencies $2f_n \pm f_p$. These outputs are commonly referred to as intermodulation distortion. They appear to be caused by the mixing of the second harmonic of one signal and the fundamental of another. this observation may result in the erroneous conclusion that if the second harmonic is eliminated, intermodulation distortion will be eliminated. Second-harmonic reduction may be accomplished by decreasing the magnitude of K_2, the coefficient of the second term of Eq. [14]. In a practical situation, this is achieved by using a balanced configuration. If this decrease in the magnitude of K_2 does not affect the magnitude of K_3, then the outputs at the intermodulation distortion frequencies are not affected.

The intermodulation distortion outputs are

$$y_{imd} = \frac{3}{4}\sum_{n=1,p=1,p\neq n}^{m} \mathrm{Re}[K_{3,2f_n\pm f_p}A_n{}^2A_p \exp[j(2X_n \pm X_p)]] \qquad [22]$$

If the input consists of m signals, the output contains $2m(m - 1)$ frequencies at which intermodulation distortion occurs.

The intermodulation distortion ratio, imr, is defined as the ratio of the amplitude of the intermodulation distortion, to the amplitude of its respective fundamental or desired output. Therefore, the imr at frequency $2f_n - f_p$ with respect to the output at frequency f_n is

$$\mathrm{imr}_{2f-f_p} = \frac{3}{4}\frac{K_{3,2f_n-f_p}}{K_{1,f_n}}A_nA_p. \qquad [23]$$

Similarly, the imr with respect to output at frequency f_p is

$$\text{imr}_{2f_p-f_n} = \frac{3}{4}\frac{K_{3,2f_p-f_n}}{K_{1,f_p}} A_n A_p. \qquad [24]$$

If $K_{3,2fp\text{-}fn} = K3_{,2fn\text{-}fp}$ and $K_{1,fp} = K_{1,fn}$, then $\text{imr}_{2fp\text{-}fn} = \text{imr}_{2fn\text{-}fp}$ independent of the relative amplitudes of A_n and A_p. Under these conditions, the intermodulation distortion ratio between a signal and its associated distortion due to a second signal is identical to the intermodulation distortion ratio between the second signal and its associated distortion due to the first signal.

If the signal amplitudes are normalized to the largest signal amplitude A_1, then

$$\text{imr}_{2f_n-f_p} = \frac{3}{4}\frac{K_{3,2f_n-f_p}}{K_{1,f_n}} a_n a_p A_1^2, \qquad [25]$$

where $A_n = a_n A_1, A_p = a_p A_1$

Eq. [25] reduces to

$$\text{imr}_{2f_n-f_p} = \frac{3}{4}\frac{K_{3,2f_n-f_p}}{K_{1,f_n}} A_1^2 \qquad [26]$$

if all the signals are equal level. The ratio of the imr to the equal level imr is

$$\left.\frac{\text{imr}}{\text{imr}_{\text{eq.}}}\right|_{2f_n-f_p} = a_n a_p \qquad [27]$$

Therefore the improvement in imr as the signal level is decreased is proportional to the product of the reductions of the signal levels. In dB, the intermodulation distortion ratio improvement is equal to the sum of the reductions of the signals. For example, if two equal tone signals produce an intermodulation distortion ratio of -40 dB, then a reduction of one signal by 10 dB will reduce the intermodulation distortion ratio to -50 dB. Eqs. [27] and [24] provide the intermodulation distortion ratio for any signal level; the intermodulation distortion ratio for equal signal levels is known.

The relationship between gain saturation and intermodulation distortion can be seen by examining Eq. [17] and [23]. The gain saturation for the largest m signals is

$$g_{c,f_1} = 1 + \frac{3}{4}\frac{K_{3,f_1}}{K_{1,f_1}} A_1^2 \left(1 + 2\sum_{p=2}^{m} a_p^2\right). \qquad [28]$$

and the intermodulation distortion ratio with respect to this and any other signal at f_q is,

$$\text{imr}_{2f_1-f_q} = \frac{3}{4}\frac{K_{3,2f_1-f_q}}{K_{1,f_1}} A_1^2 a_q. \qquad [29]$$

Eliminating A_1 from both equations results in

$$\text{imr}_{2f_1-f_q} = \frac{a_q}{1 + 2\sum_{p=2}^{m} a_p^2}\frac{K_{3,2f_1-f_q}}{K_{3,f_1}}(g_{c,f_1} - 1). \qquad [30]$$

Similarly the imr produced by any other two signals can be related to the gain saturation of the largest signal as

$$\text{imr}_{2f_r-f_s} = \frac{a_r a_s}{\left(1 + 2\sum_{p=2}^{m} a_p^2\right)}\frac{K_{3,2f_r-f_s}}{K_{1,f_1}}(g_{c,f_1} - 1) \qquad [31]$$

or to the gain saturation of the fundamental output which produced the imr using Eqs. [31] and [19].

A very special case, one which is normally used for test purposes, is the two equal tones case. If just two signals of equal amplitude are used, then

$$\text{imr}_{2f_1-f_2} = \frac{1}{3}\frac{K_{3,2f_1-f_2}}{K_{3,f_1}}(g_{c,f_1} - 1) \qquad [32a]$$

$$\text{imr}_{2f_2-f_1} = \frac{1}{3}\frac{K_{3,2f_2-f_1}}{K_{3,f_2}}(g_{c,f_2} - 1) \qquad [32b]$$

These equations describe the imr as a function of the saturation of one of two signals. If the K_1 and K_3 coefficients are the same at frequencies f_1 and f_2, then $g_{c,f1} = g_{c,f2}$ and both signals will have the same degree of saturation. However, if both signals are replaced by a single signal of the same total power, the degree of saturation will not be the same. The evel of a single signal A_1', that causes the same degree of gain saturation as the level of either of the two signals, A_1, is found by equating the gain saturation for a single signal, $g_{c,f1}$, to the gain saturation when two signals are present $g_{c,f1}$. Both $g_{c,f1}'$ and $g_{c,f1}$ are obtained from Eq. [28]. If

$$g_{c,f1}' = g_{c,f1}$$

then

$$(A_1')^2 = 3(A_1)^2 \qquad [33]$$

Therefore, a single signal requires three times more power, or 4.77 dB, than the power in either of the two signals to reach the same degree of gain saturation. In terms of total power, the power of a single signal is 3/2 times, or 1.76 dB greater than the total power of the two signals for the same degree of gain saturation.

The intermodulation distortion ratio can be related to the single signal gain saturation, g_c', by noting that the total power of two signals must equal the power of the single signal,

$$(A_1')^2 = 2A_1^2. \qquad [34]$$

Since

$$g_c' = 1 + \frac{3}{4}\frac{K_{3,f_1}}{K_{1,f_1}}(A_1')^2 = 1 + \frac{3}{4}\frac{K_{3,f_1}}{K_{1,f_1}}2A_1^2,$$

solving for A_1^2 and substituting this value in Eq. [26] results in

$$\text{imr}_{2f_n-f_p} = \frac{1}{2}\frac{K_{3,2f_n-f_p}}{K_{3,f_n}}(g_c' - 1). \qquad [35]$$

Eq. [35] provides the intermodulation distortion ratio for two equal-level signals whose total power is the same as a single signal that produces a gain saturation of g_c'.

The intermodulation distortion ratio for two equal level signals, each of which has a power that is equal to a single signal that produces a gain saturation of g_c' is

$$\text{imr}_{2f_n-f_p} = \frac{K_{3,2f_n-f_p}}{K_{3,f_n}}(g_c' - 1). \qquad [35a]$$

5. Triple-Beat Distortion

One of the most common methods of measuring distortion is the two-tone intermodulation test. Two equal-level signals at frequencies f_1 and f_2 are applied to the input of an amplifier or mixer and the intermodulation distortion at $2_{f2} - f_1$ and $2_{f1} - f_2$ is measured.

Another test, which seems to have gained acceptance in the CATV industry, is the triple-beat test. This test is performed by applying three signals at frequencies f_1, f_2, and f_3 at the input of an amplifier. f_1 and f_2 are usually quite close together, while f_3 is spaced far away from both of them. The measured distortion component is the output of $f_3 + (f_2 - f_1)$. This output is commonly referred to as the third-order distortion. Since this nomenclature is too general for this discussion, it will be referred to here as the triple-beat (1).

If there are m input signals present, the output will contain

$$4\binom{m}{3} = 4\frac{m!}{(m-3)!3!}$$

triple-beat frequencies or (m/3) triple-beat outputs of the form,

$$y_{tb} = \text{Re}\left[\frac{3}{2}K_{3,n\pm p\pm q}A_nA_pA_q\exp[j(X_n \pm X_p \pm X_q)]\right] \qquad [36]$$

This output is also derived from the third term of Eq.[14]. The amplitude of the output at any one of the triple-beat frequencies is

$$tb_{f_n+f_p-f_q} = \frac{3}{2}K_{3,f_n+f_p-f_q}A_nA_pA_q. \qquad [37]$$

Normalizing the signal amplitudes to the largest at frequency f_1, results in

$$\mathrm{tb}_{f_n+f_p-f_q} = \frac{3}{2} K_{3,f_n+f_p-f_q} a_n a_p a_q A_1^3. \quad [38]$$

The triple-beat ratio with respect to the output at f_n is

$$\mathrm{tbr}_{f_n+f_p-f_q} = \frac{3}{2} \frac{K_{3,f_n+f_p-f_q}}{K_{1,f_n}} a_p a_q A_1^2. \quad [39]$$

If just two signals at f_n and f_p are used, the intermodulation distortion ratio with respect to the output at f_n is (from Eq. [25]).

$$\mathrm{imr}_{2f_n-f_p} = \frac{3}{4} \frac{K_{3,2f_n-f_p}}{K_{1,f_n}} a_n a_p A_1^2. \quad [40]$$

Therefore, the relationship between the intermodulation distortion and the triple-beat distortion is

$$\mathrm{tbr}_{f_n+f_p-f_q} = 2 \frac{K_{3,f_n+f_p-f_q}}{K_{3,2f_n-f_p}} \frac{a_q'}{a_n} \mathrm{imr}_{2f_n-f_p} \quad [41]$$

If the amplitudes of the signals at f_q and f_n are equal or if equal-level signals are used for both tests and $K_{3,fn+fp-fq}$, then the triple-beat ratio is exactly twice the intermodulation distortion ratio.

$$\mathrm{tbr}_{fn+fp-fq} = 2\ \mathrm{imr}_{2fn-fq}. \quad [42]$$

6. Cross-Modulation Distortion

Cross-modulation distortion is the transfer of modulation from one signal to another. It is also derived from the third term of Eq.[14] because it is a special case of triple-beat distortion.

Let the input to the amplifier consist of a single tone amplitude modulated signal and an unmodulated carrier, i.e.,

$$\begin{aligned} f(x) &= A_c\left(1 + \frac{A_m}{A_c}\cos X_m\right)\cos X_c + A_n \cos X_n \\ &= A_c \cos X_c + \frac{A_m}{2}\cos(X_c + X_m) + \frac{A_m}{2}\cos(X_c - X_m) \\ &+ A_n \cos X_n. \end{aligned} \quad [43]$$

The modulated and unmodulated signals may be considered four individual signals of the form.

$$f(x) = A_1\cos X_1 + A_2\cos X_2 + A_3\cos X_3 + A_4\cos X_4$$

where

$$A_1 = A_c,\ A_2 = A_3 = \frac{A_m}{2},\ A_4 = A_n$$

and

$$X_1 = X_c,\ X_2 = X_c+X_m,\ X_3 = X_c-X_m,\ X_4 = X_n$$

At the output, the cross-modulation distortion appears at $X_n + X_m$ and at $X_n - X_m$. Since it is easily seen that the cross-modulation sidebands are simply the triple-beat distortion of the four signals. Since the signals at X_2 and X_3 are equally spaced from X_1, the triple-beat at $X_n + X_m$ or $X_n - X_m$ is composed of two parts as shown in Fig. 5.

The triple-beat distortion is

$$\begin{aligned} \mathrm{tb}_{f_n+f_m} &= \mathrm{tb}_{f_4+f_2-f_1} + \mathrm{tb}_{f_4+f_1-f_3} \\ \mathrm{tb}_{f_n-f_m} &= \mathrm{tb}_{f_4-f_2+f_1} + \mathrm{tb}_{f_4-f_1+f_3}. \end{aligned} \quad [44]$$

The outputs at $f_n + f_m$ and $f_n - f_m$, are from Eq. [36],

$$y_{tb,f_n+f_m} = \mathrm{Re}\left[\frac{3}{2} A_n A_c A_m K_{3,f_n+f_m} \exp\{j(X_n + X_m)\}\right] \quad [45a]$$

$$y_{tb,f_n-f_m} = \mathrm{Re}\left[\frac{3}{2} A_n A_c A_m K_{3,f_n-f_m} \exp\{j(X_n - X_m)\}\right] \quad [45b]$$

The output at f_n with its newly created sidebands is

$$y = y_{f_n} + y_{tb,f_n+f_m} + y_{tb,f_n-f_m}$$
$$= \mathrm{Re}\left(K_{1,f_n} A_n \left[1 + \mathrm{Re}\left\{\frac{3A_c A_m}{2} \times \left(\frac{K_{3,f_n+f_m} + K_{3,f_n-f_m}}{K_{1,f_n}}\right) e^{jX_m}\right\}\right] e^{jX_n}\right)$$

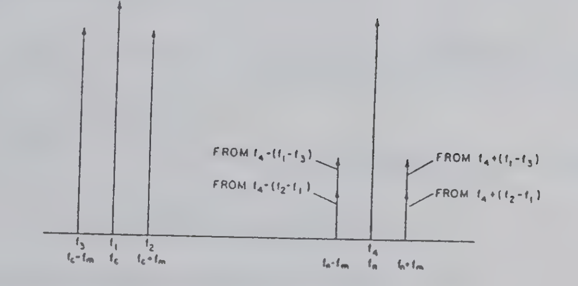


Fig. 5 - Cross-modulation distortion.

The degree of modulation, M, on the original modulated signal at f_c was

$$M \equiv \frac{A_m}{A_c} \quad [46]$$

The degree of cross modulation, M_c, on the originally unmodulated carrier at f_n is

$$M_c = \frac{3}{2} A_c A_m \frac{K_{3,f_n+f_m} + K_{3,f_n-f_m}}{K_{1,f_n}}$$
$$= \frac{3}{2} M A_c^2 \frac{K_{3,f_n+f_m} + K_{3,f_n-f_m}}{K_{1,f_n}}. \quad [47]$$

The intermodulation distortion for two unmodulated carriers whose level is equal to those in the cross-modulation analysis, i,e., A_c and A_n is

$$\mathrm{imr}_{2f_n-f_c} = \frac{3}{4} \frac{K_{3,2f_n-f_c}}{K_{1,f_n}} a_n A_c^2.$$

The cross-modulation in terms of intermodulation distortion at $2f_n - f_c$ is

$$M_c = 2M \frac{K_{3,f_n+f_m} + K_{3,f_n-f_m}}{K_{3,2f_n-f_c}} \frac{1}{a_n} \mathrm{imr}_{2f_n-f_c}. \quad [48]$$

If an equal-tone imr test is performed with levels equal to the level of the modulated carrier and $K_{3fn+fm} = K_{3fn-fm} = K_{3,2fn-fc}$, then

$$M_c = 2M\, \mathrm{imr}_{2fn-fc} \big|_{\text{equal level}} \quad [49]$$

When more than one interfering modulated signal is present, the cross modulation is the vector sum of each modulating component. This result was also arrived at using a Voltera series approach.[2,3] If m equal-level interfering signals are present and the modulation on all m signals are in phase, then the cross modulation due to these m signals, M_{cm}, is

$$M_{c,m} = mM_c \quad [50]$$

The combined voltage or current of the m signals must not violate the conditions for Eq.[14] .

In some cases, the measurement of cross-modulation distortion is made by making the amplitude of each interfering signal at the peak of the modulation cycle equal to the amplitude of the unmodulated test signal. Therefore,

$$A_n = A_c(1+M).$$

Under these conditions, the intermodulation distortion ratio becomes

$$\mathrm{imr}_{2f_n - f_c} = \frac{3}{4}\frac{K_{3,2f_n - f_c}}{K_{1,f_n}}(1+M)^2 A_c^2$$

and the cross-modulation distortion becomes

$$M_c = 2\frac{M}{(1+M)^2}\frac{K_{3,f_n+f_m} + K_{3,f_n-f_m}}{K_{3,2f_n-f_c}}\mathrm{imr}_{2f_n-f_c}. \quad [51]$$

The cross-modulation distortion obtained in this method of measurement is lower than the distortion obtained when the amplitudes of the two signals for the intermodulation distortion test are made equal to the interfering signal's carrier amplitude.
It should also be noted that the National Community Television Association (NCTA) definition of the degree of cross-modulation distortion, X_m, is defined as the peak-to-peak variation of the test signal, as a result of cross modulation, to its amplitude with the interfering signal removed. Therefore

$$X_m = 2M_c. \quad [52]$$

7. Modulation Distortion

The previous discussions of distortion all entailed multiple carrier signals. If a single modulated signal is applied to the input of an amplifier, the modulation will distort due to gain saturation. Since the modulated signal itself is made up of several frequency components, new frequency components will be generated.

Modulation distortion is a special case of intermodulation distortion. If a single tone modulated carrier is used, three frequency components are present. A resulting intermodulation distortion component will appear at $2(f_c + f_m) - f_c = f_c + 2f_m$, i.e., this component appears as the second harmonic of the modulation frequency.

Let the input to the amplifier be

$$f(x) = A_c\left(1 + \frac{A_m}{A_c}\cos X_m\right)\cos X_c, \quad [53]$$

or

$$f(x) = A_1 \cos X_1 + A_2 \cos X_2 + A_3 \cos X_3$$

where

$$A_1 = A_c,\ A_2 = A_3 = \frac{A_m}{2},$$

and

$$X_1 = X_c,\ X_2 = X_c + X_m,\ X_3 = X^c - X_m.$$

Since three input frequencies are present there will be $2m(m-1) = 12$ intermodulation distortion frequencies. The six frequencies of importance in this analysis are:

$2f_1 - f_2 = f_c - f_m$ } appear at the fundamental
$2f_2 - f_3 = f_c + f_m$ } frequency of the modulation

$2f_3 - f_1 = f_c - 2f_m$ } appear at the second
$2f_2 - f_1 = f_c + 3f_m$ } harmonic of the modulation

$2f_3 - f_2 = f_c - 3f_m$ } appear at the third
$2f_2 - f_3 = f_c + 3f_m$ } harmonic of the modulation

The other six frequencies appear at the sum frequencies.

The intermodulation distortion for each of these cases, from Eq. [25] is,

$$\mathrm{imr}_{f_c \pm f_m} = \frac{3}{4}\frac{K_{3,f_c \pm f_m}}{K_{1,f_c}} M A_c^2 \quad [54a]$$

$$\mathrm{imr}_{f_c \pm 2f_m} = \frac{3}{4}\frac{K_{3,f_c \pm 2f_m}}{K_{1,f_c \pm f_m}} M A_c^2 \quad [54b]$$

$$\mathrm{imr}_{f_c \pm 3f_m} = \frac{3}{4}\frac{K_{3,f_c \pm 3f_m}}{K_{1,f_c \pm f_m}} M^2 A_c^2 \quad [54c]$$

The intermodulation distortion ratio for distortion appearing at the modulation frequency is taken with reference to the carrier level, while those at the harmonics of the modulation frequency are taken with respect to the modulation amplitude.

If the modulation distortion, M_d, is defined as the ratio of the second harmonic of the modulation to the linearized output of the modulation, then

$$M_d \equiv imr_{fc\pm 2fm}. \qquad [55]$$

When this is related to an equal-level intermodulation distortion ratio (Eq. [27]), the result for the modulation distortion is

$$M_d = M\ imr_{fc\pm 2fm}|_{\text{equal level}}. \qquad [56]$$

8. AM to PM Conversion

AM to PM conversion is a direct result of gain saturation. A single unmodulated signal applied to the input of an amplifier produces a gain saturation of

$$g_{c,f_n} = 1 + \frac{3}{4}\frac{K_{3,f_n}}{K_{1,f_n}} A_n^{\,2}.$$

If the phase of $K_{3,fn}$ is not equal to or 180° with respect to the phase of $K_{1,fn}$, then the phase of the output signal (or $g_{c,fn}$) will vary with input signal level. It is important to remember that the amplifier is operating under the conditions that make Eq.[14] valid, i.e., small deviations from linearity, so that the magnitude and phase of $K_{3,fn}$ and $K_{1,fn}$ are constant. Large-signal operation implies that three terms in the expansion (Eq. [14]) are insufficient. The practical aspect of this assumption is that a small degree of distortion, such as clipping, appears on the output waveform accompanied by only a very small change in bias conditions. If this condition is violated, it becomes questionable as to whether the amplifier is still to be considered linear.

An amplitude-modulated signal will vary the phase of the output signal in accordance with its change in amplitude. Eq. [16] will provide the fundamental output of such a signal. In general, the output will be of the form

$$y_{fund} = f_c \cos(X_c + \phi_c) + f_{ls}\cos(X_c - X_m + \phi_{ls}) + f_{us} \times \cos(X_c + X_m + \phi_{us}),$$

where f_c, f_{ls}, f_{us}, ϕ_c, ϕ_{ls}, ϕ_{us}, are functions of K_1, K_3, A_m and A_c. Since this signal may contain both in-phase and phase-quadrature components with respect to the carrier, it is both amplitude and narrow-band frequency (or, alternatively small-angle phase) modulated.

The AM to PM conversion is the ratio of the change in output phase angle to the change in input signal level, in dB, for a single unmodulated signal. The change in output phase angle is the phase of the gain saturation shifted to 180°. Letting the phase of $K_{1,fn} = 0°$, the change in phase is

$$\Delta\phi = -\tan^{-1}\left(\frac{(3/4)|K_{3,f_n}|A_n^{\,2}\sin\phi_3}{|K_{1,f_n}| + (3/4)|K_{3,f_n}|A_n^{\,2}\cos\phi_3}\right) \qquad [57]$$

where ϕ_c is the phase angle of $K_{3,fn}$.

9. Even-Symmetry Clipping

The previous analysis allowed K_1, K_2, and K_3 to be complex quantities. A single unmodulated carrier input to the amplifier would result in an output that is represented by a Fourier series. If the clipping of the waveform occurs so that the output waveform has even symmetry, as shown in Fig. 6a, then the fourier series consists of cosine terms only.* Under these conditions K_1, K_2, and K_3 must be negative real coefficients+ and gains saturation becomes pure gain compression.

If the amplifier has sufficient bandwidth to allow all of the distortion products to appear at the output terminals unperturbed, the K_1 coefficients are all equal and the K_3 coefficients are all equal. With these two conditions, the relationships derived in the preceding sections can be summarized as follows.

9.1 Gain Compression

(1) The relationship between the gain compression of any signal at frequency f_q is related to the gain compression of the largest signal at frequency f_1 by

$$g_{c,f_q} = (g_{c,f_1} - 1)\left(\frac{2 + \left(\frac{A_q}{A_1}\right)^2 + 2\sum_{p=3}^{m}\left(\frac{A_p}{A_1}\right)^2}{1 + 2\left(\frac{A_q}{A_1}\right)^2 + 2\sum_{p=3}^{m}\left(\frac{A_p}{A_1}\right)^2}\right) + 1. \quad [58]$$

If only one large level signal is present them

$$g_{c,fq} = 2g_{c,f1} - 1. \quad [59]$$

(2) The gain compression, g_c, for multiple signals all of which are at the same level as a single signal which provides a compression of $g_{c'}$ is

$$g_{c,m} = (2m - 1)\, g_{c'} - 2(m-1) \quad [60]$$

where m is the number of signals present.

(3) The gain compression g_c, for multiple signals the total power of which is equal to the power of a single signal that provides a compression of $g_{c'}$ is

$$g_{c,m} = \left(\frac{2m-1}{m}\right) g_c' - \frac{(m-1)}{m} \quad [61]$$

9.2 Intermodulation Distortion*

(1) The intermodulation distortion ratio between any two signals is the same:

$$imr_{2fn\text{-}fp} = imr_{2fp\text{-}fn}\ (\text{dB}). \quad [62]$$

(2) The intermodulation distortion ratio for unequal-level signals may be obtained from the intermodulation distortion ratio of equal-level signals by multiplying the latter by the ratio of small signal to large signal amplitudes

$$imr_{2f_n-f_p}\big|_{A_n=A_p} = imr_{2f_n-f_p} - \frac{A_p}{A_n}\ (\text{dB}). \quad [63]$$

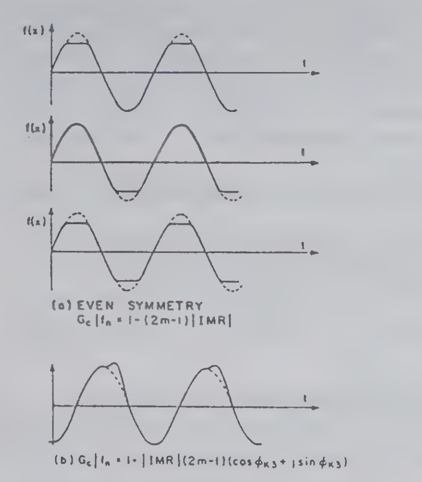


Fig. 6 - Output waveforms.

*If the clipping is also symmetrical about the horizontal axis, i.e., the x axis then the output waveform has half-wave symmetry and, as a result, does not contain even harmonics. This property is typical of balanced amplifiers.

+Positive real coefficients would produce output waveforms with accentuated peaks rather than clippped peaks.

* The intermodulation distortion ratio is referenced to the amplitude of the signal at the frequency of the first subscript; e.g., $imr_{2fn\text{-}fp}$ is referenced to A_n, $imr_{2fp\text{-}fn}$ is referenced to A_p.

The amplitude of the intermodulation distortion referenced to the large signal, $imr_{2fn\text{-}fp}$, will be reduced by A_p/A_n (dB) and $imr_{2fn\text{-}fp}$ will be reduced by $2(A_p/A_n$)dB)).

(3) The intermodulation distortion between any two signals is related to the gain compression of the largest signal at the frequency f_1 by

$$imr_{2f_r-f_s} = \frac{A_r}{A_1} + \frac{A_s}{A_1} + 20 \log |g_c(f_1) - 1|$$
$$- 20 \log \left(1 + 2 \sum_{p=2}^{m} \frac{A_p}{A_1}\right) \text{ (dB).} \qquad [64]$$

The intermodulation distortion ratio for two equal-level signals is related to the gain compression of each signal by

$$imr_{2fn\text{-}fp}|_{A_n=A_p} = 20 \log |g_{c,fn\text{-}1}| \text{-}9.54 \text{ (dB).} \qquad [65]$$

When each signal compresses 1 dB the intermodulation distortion ratio is -28.8 dB.

If a plot of output power versus input power for a two-tone intermod test is used to predict intermodulation distortion at other power levels, it is important to remember that the intermodulation distortion power level is 28.8 dB below the output level of just one of the signals. A superposition of intermodulation distorition on the power transfer characteristic of total input power and total output pwoer requires a scale shift of 3dB. This is depicated in Fig. 7. Note that if these two plots are intermixed, the intermodulation distortion will be in error by 9 dB.

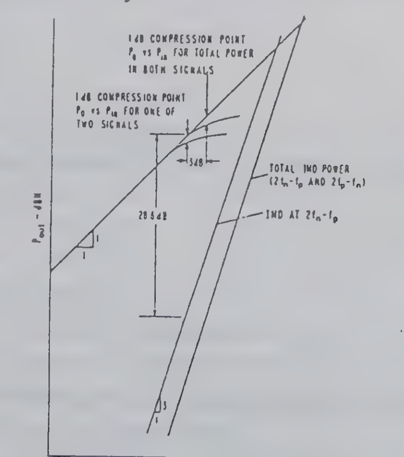


Fig. 7. - Two signal transfer characteristic.

The single-signal gain compression may also be used as a reference .

In this case

$$imr_{2fn\text{-}fp}|_{A_n=A_p} = 20 \log |g_{c,fn'}| \text{-}1\ | \text{-}6 \text{ dB.} \qquad [66]$$

Two equal-level signals whose total power is equal to the power level of a single signal that produces 1 dB of gain compression, will produce an intermodulation distortion ratio of -25.3 dB. Note that the actual gain comperssion of either of these two signals is 1.55 dB. If each of the two signal levels is equal to the level of a single signal at a specified compression point, the intermodulation distortion ratio is

$$imr_{2fn\text{-}fp}|_{A_n=A_p} = 20 \log |g_{c,fn'}| \text{-}1 \text{ dB.} \qquad [67]$$

At the 1-dB compression point, the intermodulation distortion is -19.2 dB. The gain compression of the two signals is -3.43 dB.

(4) The analytic expression relating the intermodulation distortion ratio at any signal level to the 1 -dB compressioin point is -3.43 dB.

$$imr = 2P_o - P_{1dB} - 28.8 \text{ dB,} \qquad [68]$$

where P_o is the power in one of the two equal level signals and P_{1dB} is the power in one of the two signals at the 1-dB compression point. Where P_{ot} is the total power of both the two equal-level signals and P_{om} is the single-signal 1-dB compression point

$$imr - 2P_{ot} - P_{om} \text{-}25.3 \text{ dB,} \qquad [69]$$

Where P_o is the power in one of the two equal-level signals and P_{om} is the single-signal 1 -dB compression point

$$imr = 2P_o - 2P_{om} \text{-}19.3 \text{ dB} \qquad [70]$$

The previously developed relationships can be used in conjunction with these equations to predict the intermodulation distoriton for multiple unequal-level signals.

(5) The intercept point [4], the point P_{int} at which the straight lines representing the fundamental output and the intermodulation distortion on a log-log plot intersect, is the linearized outpout power P_o when the imr is zero. Therefore

$$imr = P_o - 2P_{int}$$

where $P_{int} = P_{1dB} - 14.4\}$ if P_o is the power in each signal
$P_{int} = P_{om} - 9.65\ \}$
$P_{int} = P_{om} - 12.65$ if P_o is the total power

9.3 Triple-Beat Distortion*

(1) The triple-beat distortion is related to the intermodulation distortion by

$$tbr_{f_n+f_p-f_q} = imr_{2f_n-f_p} + 6 - \frac{A_q}{A_n}\,\mathrm{dB}. \quad [71]$$

9.4 Cross-Modulation Distortion

(1) The cross-modulation distortion between a modulated carrier of amplitude A_c and degree of modulation M and an unmodulated carrier of amplitude A_n is related to the intermodulation distortion of two unmodulated signals of amplitudes A_c and A_n by

$$M_c = imr_{2f_n-f_c} + M + 6 - \frac{A_n}{A_c}\,\mathrm{dB}. \quad [72a]$$

If Ac = An,

$$M_c|_{An=Ac} = imr_{2fn-fc}|_{An=Ac} + M + 6\ \mathrm{dB}. \quad [72b]$$

(2) The cross-modulation distortion due to *m* interfering signals, all of the same amplitude synchronously modulated, is

$$M_{c,mAn} = M_c|_{An=Ac} + 20\log m\ \mathrm{dB}. \quad [73]$$

(3) If the cross-modulation distortion test is performed by making the amplitude of each interfering signal at the peak of the modulation cycle equal to the amplitude of the unmodulated test signal, then

$$M_c|_{An=Ac+Am} = M_c|_{An=Ac} - 40\log(1+M)\ \mathrm{dB} \quad [74]$$

Note that the difference between the two test results would be 7 dB for 50% modulation and 12 dB for 100% modulation.

(4) The National Community Television Association (NCTA) definition of cross modulation distortion increases the above values by 6 dB.

$$M_c|_{NCTA} = M_c|_{An=Ac+Am}\ \mathrm{dB} \quad [75]$$

9.5 Modulation Distortion

(1) The modulation distortion is the intermodulation distortion ratio between the carrier and its sideband:

$$M_d = imr_{fc\pm 2fm}\,\mathrm{dB}. \quad [76]$$

In terms of an equal-level intermodulation distortion test in which both signal levels are the same as the carrier level,

$$M_d = imr + M\ \mathrm{dB} \quad [77]$$

10. Nonsymmetrical Clipping - AM to PM Conversion

The coefficients of Eq. [14] must be complex quantities if the output waveform does not have even symmetry. The gain characteristic can compress or expand depending upon the relative phase of K_1 and K_3. The object of this discussion is to determine the effect of phase on various distortion components.

Eq. [35], repeated here for convenience, provides the relationship between the intermodulation distortion ratio for two equal-level signals and the single-signal compression;

$$imr_{2f_1-f_2} = \frac{K_{3,2f_1-f_2}}{K_{3,f_1}}(g_c' - 1). \quad [35]$$

Since $g_{c'}$ is complex in this case, both its magnitude and phase are required to determine the intermodulation distortion.

If $|K_{3,2f1-f2}| = |K_{3,f1}|$, Ea. [35} reduces to

$$imr_{2f1-f2} = g_{c'} - 1 \quad [78]$$

* The triple-beat ratio is referenced to the amplitude of the signal at the frequency of the first subscript, e.g., $tb_{rfn+fp-fq}$ is referenced to f_n.

The relationship between the intermodulation distortion and the magnitude and phase of the gain saturation may be easily recognized by

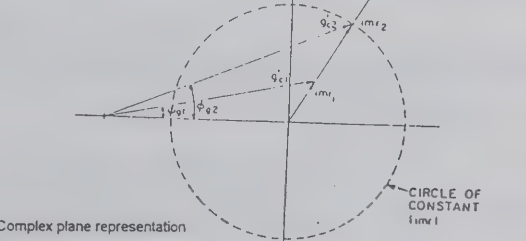


Fig. 8 - Complex plane representation

graphically representing Eq. [78] in the complex plane as shown in Fig. 8. The locus of points representing a constant intermodulation distortion ratio is a circle centered at the origin with radius equal to the magnitude of the intermodulation distortion ratio. Eq. [26] indicates that the phase angle of imr_{2f1-f2} must remain constant. Therefore, the locus of points corresponding to g_c-1 is a straight line extending radially from the origin at an angle.

$$\theta = \arctan\left(\frac{|g_c'| \sin \phi_g}{|g_c'| \cos \phi_g - 1}\right) \qquad [79]$$

where $|g_c-1|$ and ϕ_g are the magnitude and phase of the gain saturation at any point.

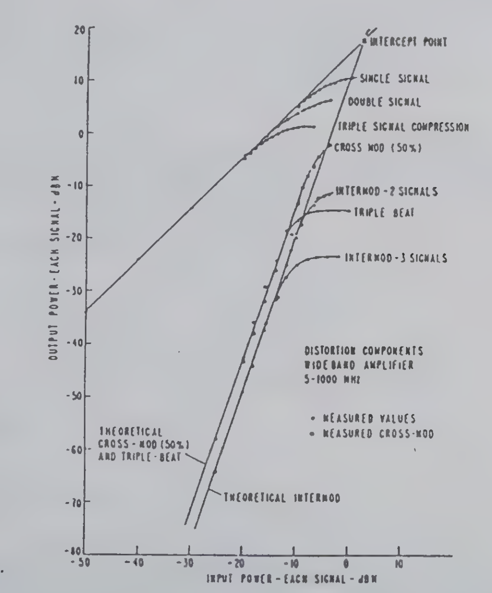


Fig. 9 - Distortion components.

Since

$$imr = 2P_o - 2P_{1dB} - imr_{P1db}\ \text{dB}, \qquad [80]$$

the intermodulation ratio for any power level is known if it is known at one power level.

The result of Eqs. [79] and [80] is that if the value of $|g_c-1|$ and the corresponding ϕ_g are known for only one power level, the values of $|g_c-1|$ and ϕ_g can be determined for any other power level.

The intermodulation distortion ratio in terms of $|g_c-1|$ and ϕ_g is

$$|imr_{2f_1-f_2}| = \sqrt{(|g_c'| \cos \phi_g - 1)^2 + (|g_c'| \sin \phi_g)^2} \qquad [81]$$

The gain compression in terms of the intermodulation distortion ratio is

$$|g_c'| = \sqrt{(|imr_{2f_1-f_2}| \cos \theta + 1)^2 + (|imr_{2f_1-f_2}| \sin \theta)^2} \qquad [82]$$

$$\phi_g = \arctan \frac{|imr_{2f_1-f_2}| \sin \theta}{|imr_{2f_1-f_2}| \cos \theta + 1}.$$

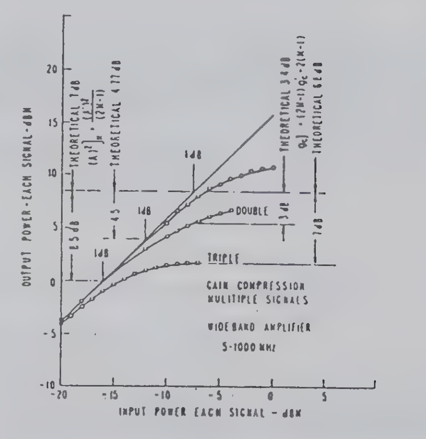


Fig. 10 - Multiple signal compression.

If $|K_{3,2f1-f2}| \neq |K_{3,f1}|$ then the ratio of the magnitudes of these two quantities must be determined. This is done by also obtaining the intermodulation distortion ratio for the lower level at which the $|g_c-1|$ and ϕ_g are measured. The inequality of the K_3 coefficients does not affect the prediction of AM-PM conversion, i.e., ϕ_g, but will increase or decrease the intermodulation distortion ratio at all power levels by $|K_{3,2f1-f2}/K_{3,f1}|$.

Eq. [80] is identical to Eq. [70] in the case of gain compression if the value of $g_{c'}$ corresponds to the power level at which the $|imr|$ is -19.3 dB. $g_{c'}$ at this power level may be considered the equivalent of the 1 -dB compression point.

11. Efficiency

The dynamic range of an amplifier or mixer represents the range of signal levels over which it will exhibit its intended signal-processing properties. If the upper level of this

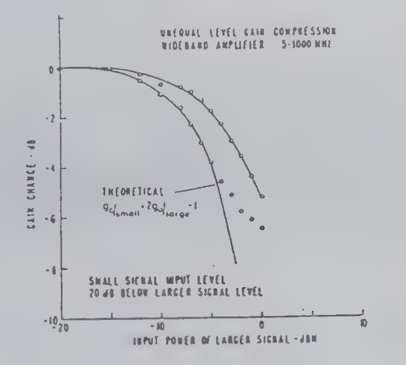


Figure 11 - Unequal -level signal compression.

range is the 1-dB compression point (or its equivalent in the case of AM to PM conversion), the maximum linear conversion efficiency may be defined as

$$(\eta_L)_{max} = \frac{P_{1dB}}{P_{dc}}, \quad [83]$$

where P_{dc} is the power delivered by the fundamental source of power.

A device that has the ideally linear characteristic of Fig. 2 will provide a maximum linear efficiency of 50% if the optimum load is used. The degradation of the maximum linear efficiency for other loads is

$$\eta_L = (\eta_L)_{max} \frac{R_L}{R_{Lopt}} \quad \text{for} \ \frac{R_L}{R_{Lopt}} \le 1$$
$$= (\eta_L)_{max} \frac{R_{Lopt}}{R_L} \quad \text{for} \ \frac{R_{Lopt}}{R_L} \le 1 \quad [84]$$

A real device that has nonlinearities will decrease the linear efficiency even further. An example is the bipolar transistor, which has saturation, high-current-compression, low-current-cutoff, and breakdown-voltage regions.

The most linear amplifier, i.e., the one that produces the least distortion at a specified power level is the amplifier that has the highest 1-dB compression point. If several devices can handle the same fundamental power, P_{dc}, then the device that has the highest

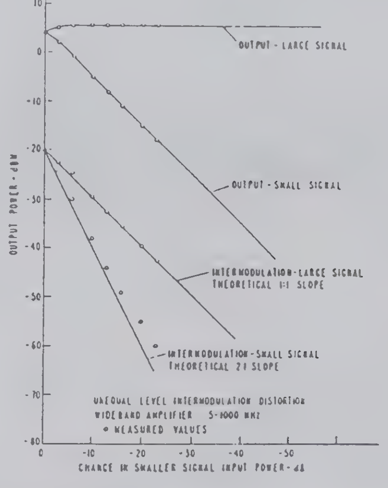


Figure 12 - Unequal-level signal intermodulation

linear efficiency will provide the least distortion. The linear efficiency is a joint property of the device and its circuit environment, since it is a function of the load, R_L. Unfortunately, many applications dictate the value of R_L based upon requirements other than linearity. For example:

High-frequency gain; A device operated near the limit of its frequency-handling capability would most likely be matched for optimum gain.

Output VSWR; For various reasons an output isolator or balanced type (i.e., hybrid coupled) amplifier cannot be used. If output VSWR is required under these circumstances, the output matching has VSWR as a criteria.

Low Noise; In many applications the output matching criteria is used in conjunction with feedback to obtain the optimum impedance for noise figure at the input.

In all of these cases, a device that provides maximum linear efficiency for the load dictated by these other requirements is highly desirable. The best device need not and usually is not the same in all cases.

The efficiency may last be used to give an estimate of the various third-order-distortion components in the initial-design stage. If the maximum linear efficiency is assumed to be 50% and the required value of R_L is estimated, the 1-dB compression point can be calculated and used for evaluation of the distortion components. Conversely, the optimum load and bias conditions can be estimated for some specified distortion and power level.

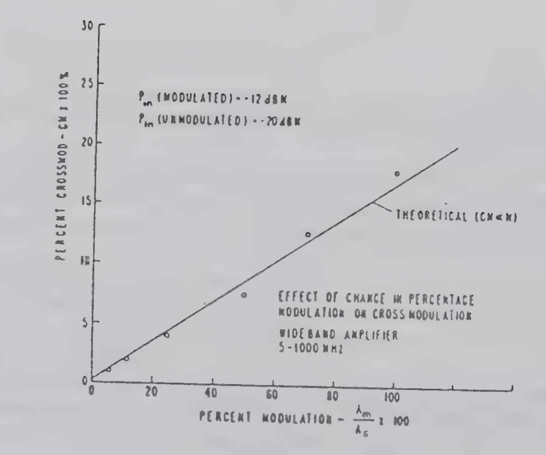


Fig. 13 - Cross-modulation distortion.

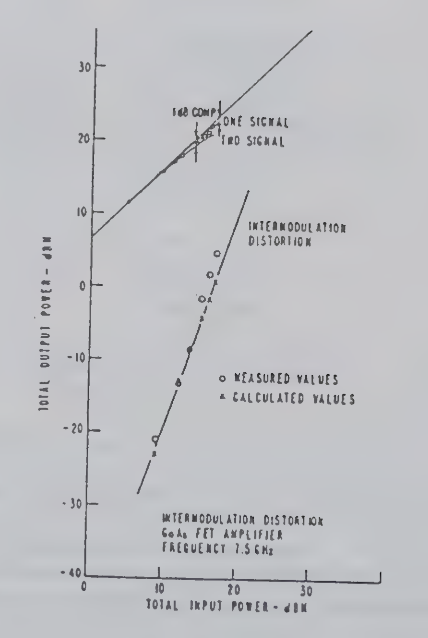


Fig. 14 - GaAs FET amplifier.

12. Mixers

Mixers, as a class of signal processors, may be treated in a similar development to that given above for amplifiers. However, a detailed analysis based upon actual device characteristics, has already been performed on varactor up-converters[5] and resistive[6] mixers. It resulted in the following equation for the intermodulation distortion ratio.

$$imr = 2P_o - 2P_{om} - 19.5 \qquad [85]$$

This is almost identical to Eq. [70], which was developed independent of a particular device characteristic.

13. Experimental Results

A wideband amplifier was used to experimentally verify the relationship between the various third-order distortion components. Fig. 9 shows experimental data for gain compression components, intermodulation, cross modulation, and triple beat distortion components. Fig. 10 provides a mangified view of the gain compression region indicating the theoretical relationship between the multiple signal 1-dB gain compression points. Fig. 11 shows the compression of a small signal int he presence of a large one.

A very interesting experimental result, seen in Fig. 9, is the saturation of the intermodulation, triple-beat, and cross-modulation distortion. This is predictable if the distortion products are considered small signals in the presence of larger ones. For example, consider the intermodulation distortion, which is proportional to the third power of the input signal level. On a dB-dB plot it has a slope of three. As the input signal level is increased, the output signals start to compress as if it were a small signal in the presence of two larger ones; however, the compression is relative to the 3:1 slope of the intermodulation rather than the unity slope of a real small signal present at the input of the amplifier. The gain compresison of a small signal in the presence of m equal large signals is

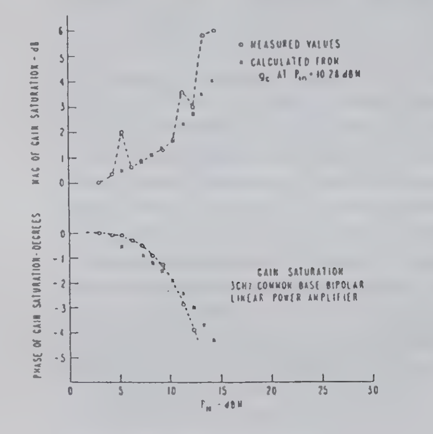


Fig. 15 - Power amplifier.

$$g_{c\Omega} = 2mg_{c'} - (2m-1), \qquad [86]$$

where $g_{c'}$ is the gain compression of a single signal whose amplitude is the same as each of the large ones. The gain compression of a small signal in the prsence of a large signal is -4.96 dB at the small input level that cuass a single signal to compress 1 dB. The experimental data shows that the intermodulation distortion is 4.0 dB below the theoretical 3:1 slope. As the number of signals increases[3], the saturation level of the intermod actually decreases as shown by comparing the intermod with two and with three signals present.

Fig. 12 shows how the intermodulation distortion ratio is equal for unequal levels and how it decreases with changes i the level of one signal.

The effect of changing the percentage modulation on the cross modulation distortion is shown in Fig. 13. To check the validity of the results at microwave frequencies, data was obtained for a 7.5 Ghz GaAs FET amplifier. These results are shown in Fig. 14.

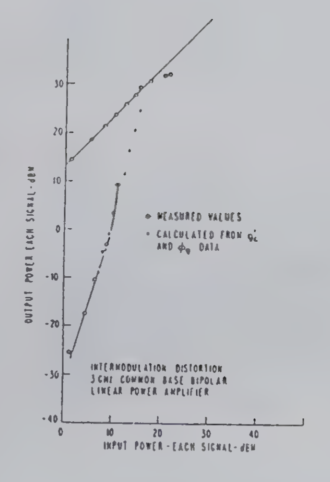


Fig. 16 - Power amplifier intermodulation.

An excellent example of gain saturation and AM-PM conversion was observed in a 3-GHz common-base power amplifier. Using the data for $|g_c|$ and ϕ_g were then claculated for other power levels. The resulting values are compared to the measured values in Fig. 15. Intermodulation distortion for this amplifier is shown in Fig. 16. Note the gain expansion.

References:

1.K.A. Kimons "The Decibel Relationships Between Amplifier Distortion Products" Proc. IEEE, 58, No. 7, p. 1071, July, 1970.
2. S. Narayan "Application of Voltera Series to Intermodulation Distortion Analysis of Transistor Feedback Amplifiers", IEEE Trans. Circuit Theory, CT-17, p. 518, Nov. 1970.
3. H.C. DeFraff and T.E. Winkle, "Relationship Between Cross Modulation and Intermodulation", Electronics Lett. 8, p. 33, Jan. 1972.
4. F.C. McVay, "Don't Guess the Spurious Level", Electronic Design, p. 70, Feb. 1967.
5. S.M. Perlow and B.S. Perlman, "A Large Signal Analysis Leading to Intermodulation Distortion Prediction in Abrupt Junction Varactor Up-Converters", IEEE Trans., Microwave Theory and Tech., MTT-13, No. 6., p. 820, Nove. 1965.
6. S.M. Perlow "Intermodulation Distortion in Resistive Mixers", RCA Review, 35, P. 25, March, 1974.

REFERENCES

1. L. Rohde "New Nonlinear Noise Model for MESFETS Including MM-Wave Application", 1990 First International Workshop of the West German IEEE/MTT AP Joint Chapter on Integrated Nonlinear Microwave and Millimeterwave Circuits (INMMC '90) Digest, pp. 243-259.
2. V. Rizzoli, F. Mastri, and C. Cecchetti, "*Computer Aided Noise Analysis of MESFET and HEMT Mixers*" in IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-37, 1989, pp. 1401-1410, Sept. 1989.
3. V. Rizzoli and A. Lipparini, "Computer-aided noise analysis of linear multiport networks of arbirtary topology", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-433, Dec. 1985, pp. 1507-1512.
4. V. Rizzoli, F. Mastri, D. Masotti, "General-Purpose Noise Analysis of Forced Nonlinear Microwave Circuits" to be published Military Microwave 1992.
5. R.A. Pucel, W. Struble, Research Division, Raytheon Co., Lexington, MA "*Proposed Models for the Noise Performance of the GaAs FET and the BiasTemperature Dependence of the Small-Signal Equivalent Circuit Parameters of the FET and other MMIC Components*", February 20, 1989.
6. G.D. Vendelin, A. M. Pavio, U.L. Rohde, "Microwave Circuit Design -- Using Linear and Nonlinear Techniques", John M. Wiley & Sons, New York (1990)
7. S. M. Perlow, "Third-Order Distortion in Amplifiers and Mixers", RCA Review, Vol. 37, No. 2, pp. 234-265, June, 1976.

Digitale Modulation eines sinusfürmigen Trägers

1) Einführung

Um Nachrichten von einem Sender (Quelle) zu einem Empfänger (Senke) drahtlos zu übertragen, ist es notwendig, diese Nachrichten auf eine hochfrequente Trägerfrequenz im Sender zu "packen", d.h. die Trägerfrequenz mit der Nachricht zu modulieren. Es gibt drei Arten der Modulation:

Amplitudenmodulation (AM)
Frequenzmodulation (FM)
Phasenmodulation (PM oder ΦM)

Bei der Modulation eines hochfrequenten Trägers mit digitalen Nachrichten wird oft die Amplitude und Phase des Trägers gleichzeitig beeinflußt.
Bei digitalen Modulationsverfahren wird an Stelle des Begriffes Modulation der Begriff Tastung (englisch keying) verwendet. Die Amplitudenmodulation wird so zur Amplitudentastung = ASK (ASK = amplitude shift keying), die Frequenzmodulation wird zur Frequenzumtastung = FSK (FSK = frequency shift keying) und die Phasenmodulation wird zur Phasenumtastung PSK (PSK = phase shift keying)
Bild 1 zeigt in einer Übersicht die drei Grundarten der digitalen Modulation.

Typen digitaler Modulationsverfahren

Bild 1

2) Überblick der Arten digitaler Modulation

2.1) Amplitudentastung, ASK

Der einfachste Weg, einen hochfrequenten Träger mit digitalen Nachrichten zu modulieren, ist es, diesen Träger im Takte des modulierenden Signales ein- und auszuschalten. Als Schaltsignal wird ein unipolares NRZ - signal (NRZ = non return to zero) verwendet. Ein klassisches Beispiel die Betriebsart Morsen (CW).
Der Nachteil dieser Modulationsform gegenüber anderen digitalen Modulationsverfahren ist die notwendige große Bandbreite für eine fehlerfreie Übertragung und die Empfindlichkeit gegen Störungen. (Die Fähigkeit des "menschlichen Ohres" auch Morsesignale bei Störgeräuschen zu identifizieren, wird hier außer acht gelassen)

Dieser Typ der digitalen Modulation wird oft auch on-off-keying, OOK genannt.

2.2) Frequenzumtastung, FSK

Eine weitere, einfach zu realisierende Art der digitalen Modulation ist es, die Trägerfrequenz f_T um einen definierten Betrag Δf durch das modulierende Signal zu verschieben. Die Amplitude des Trägers wird hierdurch nicht beeinflußt.
Die Trägerfrequenz hat zwei diskrete Frequenzen f_1 und f_2, das modulierende Datensignal ist ein bipolares NRZ - Signal:

$$f_1 = f_T - \Delta f \qquad f_2 = f_T + \Delta f \tag{1}$$

Für dieses Modulationsverfahren benötigt man entweder zwei Oszillatoren mit verschiedenen Frequenzen, wobei jeweils ein Oszillator unter der Kontrolle des Modulationssignales an die folgende Stufe des Senders weitergeschaltet wird, oder es wird ein VCO (VCO = voltage controlled oscillator = Oszillator, dessen Frequenz durch eine Spannung verändert wird) eingesetzt.
Die zweite Methode wird gern benutzt, da sie sehr einfach ist. Man denke z.B. an die Fernschreibmodulatoren, die mit einem XR2206 o.ä. arbeiten.

2.3) Phasenumtastung, PSK

Der am häufigsten verwendete Typ der Modulation mit digitalen Basisband - Signalen ist die Phasenumtastung, PSK. Bei diesem Verfahren wird die Phase des Trägers beeinflußt, z.B. um 180°gedreht. Diese Art der Modulation ist der Modulations - Grundtyp des pan-europäischen zellularen Netzes, außerdem auch für höhere Ordnungen von Modulationsverfahren wie z.B. die Quadratur-Amplituden-Modulation QAM.

3) Kohärente und nichtkohärente Demodulation

3.1) Nichtkohärente Demodulation

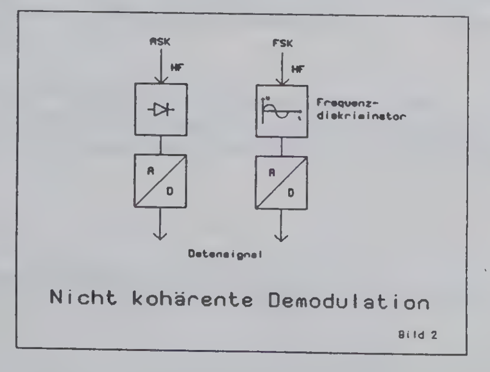
Für ASK - und FSK - modulierte Signale gibt es einfache Demodulationsverfahren. Man nennt sie nichtkohärent, da nur eine grobe Information des Trägers bezüglich seiner Frequenz und Phasenlage am Empfangsort bekannt sein muß. Der Empfänger muß aber auf die Trägerfrequenz des Senders abgestimmt sein.
Zur Demodulation von ASK Signalen genügt ein einfacher Hüllkurven-Detektor: man erhält direkt die digitalen Basisband- Signale.

Einen nichtkohärenten Demodulator für FSK-Signale kann mit zwei Bandpässen realisiert werden. Ein Bandfilter ist abgestimmt auf $f_T + \Delta f$ und das andere Filter auf $f_T - \Delta f$. Jedes Filter gibt ein Signal, wenn das zu demodulierende Signal die Mittenfrequenz des Filters erreicht. Die Spannungen der Filter werden gleichgerichtet, es findet eine Umsetzung FM - zu AM statt. Es ist klar, daß für eine sichere Demodulation das Verhältnis des Freqeunzhubes zur Trägerfrequenz einen bestimmten Betrag nicht unterschreiten darf. Dieses Verhältnis ist abhängig von der Schmalbandigkeit der Bandfilter (Güte!). Für kleine Frequenzhübe sind sehr schmalbandige Filter erforderlich. Ein schmalbandiges Filter hat andererseits jedoch eine hohe Einschwingzeit, sodaß die Datenrate des digitalen Basisbandsignales nicht zu hoch werden darf.

Andere Arten der nichtkohärenten Demodulation von FM-modulierten Signalen, wie Quadraturdemodulation mit einem Phasenschieberkreis können natürlich auch eingesetzt werden.

Ein Beispiel der nichtkohärenten Demodulation von FM-Signalen, die mit zwei Bandfiltern arbeitet, sind RTTY Demodulatoren nach der Filtermethode.

Bild 2 zeigt ein Blockdiagramm eines Demodulators für nichtkohärenter ASK - und FSK Signale.



Nicht kohärente Demodulation
Bild 2

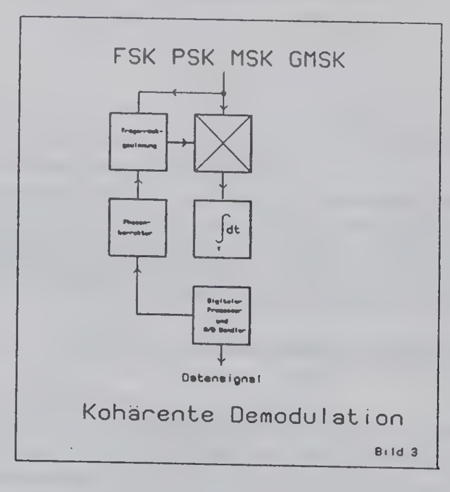
3.2) Kohärente Demodulation

Wie gerade eben erwähnt, gibt es nichtkohärente Demodulationsverfahren für FSK, **jedoch nicht für PSK modulierte Signale!** Abarten von PSK modulierten Signalen sind minimum shift keying-Signale (MSK) und gaussian minimum shift keying (GMSK) Signale.

Für die kohärente Demodulation ist eine genaue Kenntnis der Trägerfrequenz und Trägerphase unerläßlich, denn bei der Modulation kann die Trägerfreqeunz "verschwinden". Die Trägerfrequenz muß deshalb im Empfänger frequenz-und phasenrichtig hinzugefügt werden.

Das empfangene Signal wird mit dem im Empfänger generierten Trägersignal multipliziert. Für diesen Zweck wird meist ein Ringmischer als Multiplikator eingesetzt. Das Ausgangssignal des Multiplikators wird tiefpaßgefiltert, der Tiefpaß wirkt als Integrator. Dieses integrierte Signal wird dann am Ende einer Integrationsperiode abgetastet und mit einem digitalen Prozessor weiterverarbeitet.

Bild 3 zeigt ein Blockdiagramm eines kohärenten Demodulators.



Kohärente Demodulation
Bild 3

Um ein digitales Signal auf einen hochfrequenten Träger zu modulieren, kann das Trägersignal $\hat{u}_T$ mit dem Datensignal c(t) multipliziert werden. Das Datensignal kann eine frei definierte Form haben oder aus einer Gruppe von Signalen bestehen:

$$u(t) = c(t) \times \hat{u}_T \times \cos(2\pi f_T t) \quad (2)$$

4) Beschreibung der digitalen Modulationstypen

4.1) Trägertastung (ASK)

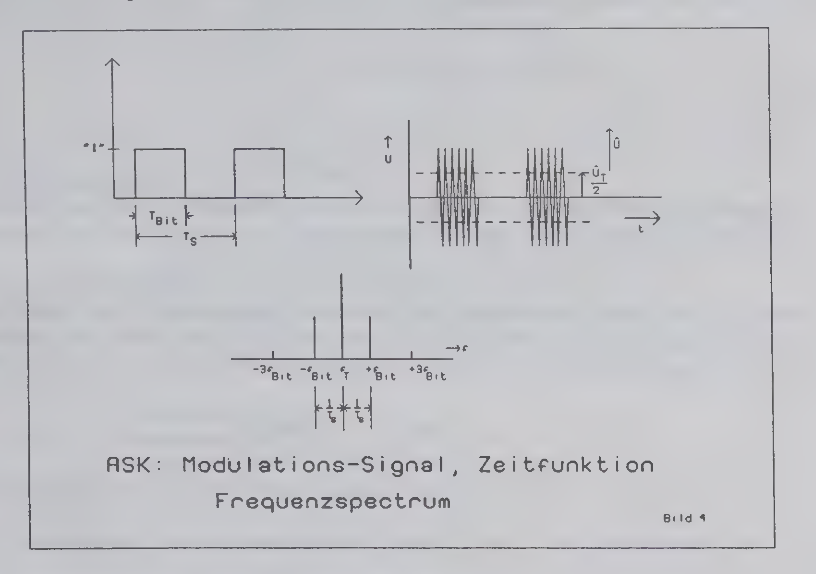
Wird ein unipolares NRZ - Datensignal c(t) zur Trägertastung benutzt, wobei

c(t) = 1 die Aussendung eines hochfrequenten Trägers bewirkt,
0 keine Aussendung bewirkt,

erhält man als Ergebnis dieses Modulationsprozesses ein ASK moduliertes Signal, auch on off keying OOK genannt. Um die nötige Bandbreite des gesendeten Signales zu ermitteln, besteht das modulierende "Mustersignal" aus der Bitfolge 1 0 1 0... Das Ergebnis der ASK-Modulation kann mit Hilfe der Fourier- Transformation ermittelt werden, da es scih um ein symmetrisches Rechtecksignal handelt:

$$c(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\left(\cos 2\pi \frac{1}{2T_{Bit}} t\right) - \frac{1}{3}\cos\left(2\pi \frac{3}{2T_{bit}} t\right) + \ldots \quad (3)$$

Bild 4 zeigt das modulierende Signal in der Zeitfunktion und das modulierte HF-Signal in der Zeit - und Spektrumfunktion.



Das Spektrum des modulierten Trägersignales hat die Form:

$$u(t) = 0.5\hat{u}_T \cos 2\pi f_T + \left(\frac{1}{\pi}\right) \hat{u}_T \cos 2\pi \left(f_T\, t \pm 0.5 f_{Bit}\right) t + \left(\frac{1}{3\pi}\right) \hat{u}_T \cos 2\pi \left(f_T\, t \pm 1.5 f_{Bit}\right) t + \ldots \quad (4)$$

Der erste Term der obigen Formel:

$$0.5\ \hat{u}_T \cos 2\ \pi\ f_T \quad (5)$$

beinhaltet die Trägerfrequenz, die nun nur die halbe Amplitude gegenüber dem unmodulierten Fall aufweist. Dieser Term rührt von der Gleichspannungskomponente (1/2) der Fourierreihe her. Die weiteren Terme sind die Seitenfrequenzen, die sich oberhalb und unterhalb des Trägers mit fallenden aber endlichen Amplituden unendlich weit ausdehnen. Die Fourierreihe hat bekanntlich unendlich viele Glieder!

Es ist jedoch ausreichend, nur die Trägerfrequenz und die beiden Seitenbänder zu übertragen, damit ist die zur Übertragung notwendige minimale Bandbreite:

$$f_T \pm \frac{1}{2} f_{Bit} \quad (6)$$

Die minimale Bandbreite ist jetzt genau f_{Bit}, sie wird oft als "Nyquist Bandbreite" B_N bezeichnet. In der Praxis wird jedoch diese Bandbreite um einen Faktor von 1.4 bis 2 größer gemacht.

$$B_{HF,Pr} = 1.4\, f_{Bit} \quad (7)$$

4.2 Phasenumtastung, binäre Phasenumtastung, BPSK

4.2.1 Modulations- Vorgang eines BPSK - Signales

Das Datensignal c(t) ist ein bipolares (NRZ)-Signal:

c(t) = 1 für eine logische "1"
-1 für eine logische "0"

Die Amplitude des Trägersignales wird durch die Umschaltung von logisch "0" zu "1" und umgekehrt nicht beeinflußt. Stattdessen ändert die Amplitude bei den Datenänderungen ihr Vorzeichen. Das Ergebnis ist ein Phasensprung des Trägers mit dem Betrag von 180°, damit liegt Phasenumtastung vor.

Ein Weg um PSK zu realisieren, ist die Verwendung eines Multiplikators, der das Datensignal und die Trägerschwingung miteinander multipliziert. Bild 5 zeigt das Blockschaltbild eines PSK-Modulators.

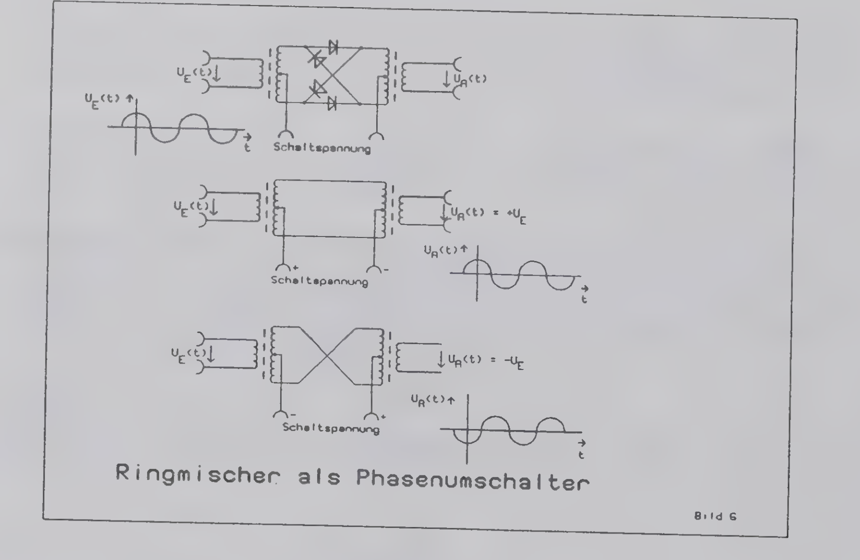


Bild 5

Ein doppelt balancierter Ringmodulator kann als Modulator sowohl für ASK als auch für PSK verwendet werden. Bild 6 zeigt einen Ringmixer als PSK-Modulator.

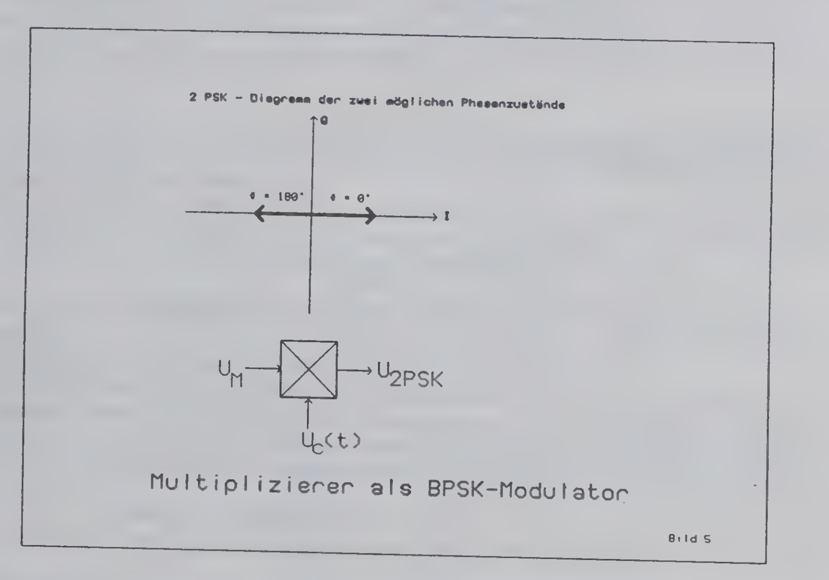


Bild 6

Wenn die Schaltspannung vom digitalen Signal c(t) am linken Anschluß des Ringmodulators positiv ist, sind die zwei Dioden im Längspfad leitend.

Wenn die Schaltspannung Null ist, sind alle Dioden gesperrt. Wenn ein ASK-Signal erzeugt werden soll, entspricht dieser Zustand einer logischen "0". Für PSK-Signale ist dieser Fall nicht zutreffend, das Schaltsignal kann per Definition nur die Werte +1 und -1 annehmen, der Übergang von +1 auf -1 und umgekehrt soll in der Zeit 0 stattfinden, eine Annahme, die in der Praxis nicht zu erreichen ist!

Wenn die Schaltspannung negativ ist, sind die Dioden in den diagonalen Zweigen leitend, die Ausgangsspannung hat dann gegenüber der Eingangsspannung eine Phasenverschiebung von 180°.

Besteht der Bitstrom aus einer Reihe von 0 1 0 1 0 1 0..., ist für den PSK-Fall laut Fourieranalyse keine Gleichstromkomponente vorhanden!.

Das Ergebnis des Modulationsprozesses enthält in diesem Fall keine Trägerschwingung mehr!!!, siehe Gleichung (3). Es sind ausschließlich die Seitenbänder vorhanden.

Die Gleichung für das Ausgangssignal eines PSK-Modulators ist dann:

$$u(t) = \frac{2}{\pi} \cos 2\pi \left(f_T \pm 0.5 f_{Bit} \right) t$$
$$- \left(\frac{2}{3\pi} \right) \cos 2\pi \left(f_T \pm 1.5 f_{bit} \right) t + \ldots \quad (8)$$

Um das oben beschriebene Signal zu demodulieren zu können, muß das Trägersignal im Empfänger eingefügt werden.
Die Bandbreite B_N eines BPSK modulierten Signales ist gleich der Bandbreite eines ASK-modulierten Signales:

$$B_N = f_{Bit}$$
$$\textit{besser} \quad B_N = 1.4 f_{Bit} \quad (9)$$

Wird ein BPSK und ein ASK-Signal bezüglich Störempfindlichkeit miteinander verglichen, haben BPSK modulierte Signale eine höhere Immunität gegen Störungen. Das hochfrequente Signal-Rauschverhältnis kann bei gleicher Bitfehlerrate um 6 dB schlechter sein als ein ASK-moduliertes Signal.
Bild 7 zeigt ein BPSK - Signal im Zeit-und Frequenzbereich, das aus dem Bitstrom 010 besteht.

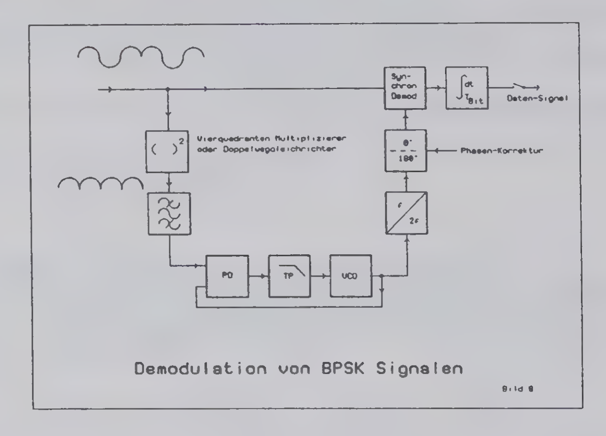


Bild 7

4.2.2 Demodulation eines BPSK - Signales

Bei einem modulierten BPSK-Signal ist die Trägerfrequenz ausgelöscht. Da die zu übertragende Information durch die Phasenumschaltung der Trägerschwingung moduliert wurde, ist für die Demodulation die Zurückgewinnung der originalen Trägerschwingung erforderlich.
Man kann die originale Trägerschwingung dadurch zurückgewinnen, daß man das empfangene Signal quadriert:

$$(\pm \cos 2 \pi f t)^2 = \frac{1}{2} (1 + \cos 2\pi\, 2 f t) \quad (10)$$

Das Ergebnis der Quadrierung ist die Trägerschwingung mit der doppelten Frequenz. Durch einen Frequezteiler mit dem Faktor 2 wird die "originale" Trägerschwingung zurückgewonnen, die jedoch um 180° gegenüber der originalen Trägerschwingung phasenverschoben sein kann. Diese Phasenunsicherheit kann mit Hilfe von Synchronisationswörtern, die der Sender am Anfang einer Übertragung aussendet, beseitigt werden.

An Stelle eines Quadrierers kann auch ein Doppelweggleichrichter eingesetzt werden.

Die Demodulation wird durch Multiplikation des empfangenen Signales mit dem regenerierter Trägersignal vorgenommen, das Ausgangssignal wird dann integriert und am Ende einer Bitänge T_{Bit} abgetastet.

Bild 8 zeigt einen BPSK-Demodulator.

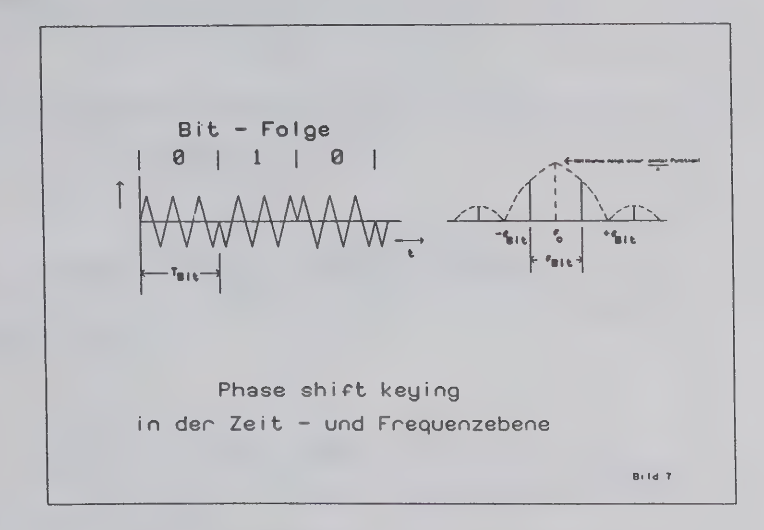


Bild 8

Die Multiplikation des empfangenen Signales mit dem regenerierten phasenrichtigen Träger ergibt je nach gesendeter Phase:

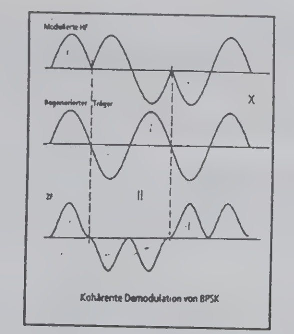
$$\cos 2\pi ft \times \cos 2\pi ft = \cos^2 2\pi 2ft = \frac{1}{2}\times(1+\cos 2\pi 2ft) \quad (11)$$

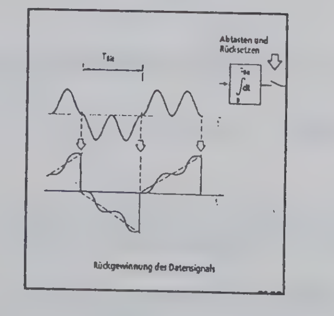
für das IN-Phase-Signal bzw.

$$\cos 2\pi ft \times \cos(2\pi ft + \pi) = \frac{1}{2}[\cos(-\pi) + \cos(2\pi 2ft + \pi)] \quad (12)$$

für das um 180° verschobene Signal.

Die Bilder 8a und 8b zeigen die kohärente Demodulation und Rückgewinnung des Datensignales.


Kohärente Demodulation von BPSK



Rückgewinnung des Datensignals

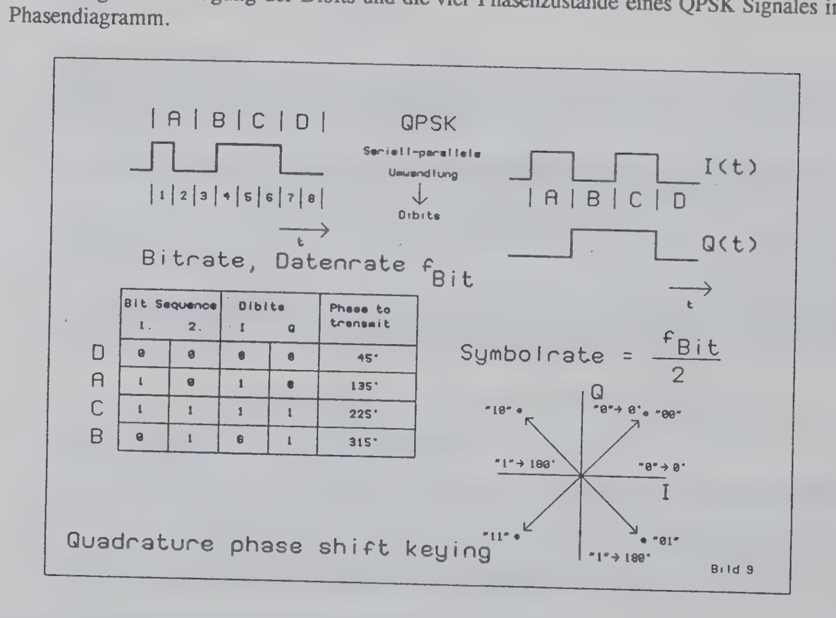
4.3 Quadratur-Phasenumtastung, QPSK

Bei der Zweiphasenumtastung werden nur zwei Phasenzustände verwendet: 0° und 180°.Bei der Quadratur-Phasenumtastung sind es vier Zustände. Natürlich sind auch noch mehr Zustände möglich, es ist jedoch schwierig, diese vielen Phasenzustände sicher zu unterscheiden.

Weil es bei QPSK-modulierten Signalen vier Zustände gibt, das Datensignal jedoch nur zwei Zustände (nämlich "0" und "1") aufweist, muß das Datensignal durch eine Codierung vor der Modulation umgewandelt werden. Aus zwei aufeinanderfolgenden Bits wird ein sogenanntes Dibit erzeugt. Ein Dibit ist durch zwei Signale gekennzeichnet:

dem I- Signal (I für Inphasensignal)
dem Q- Signal (Q für Quadratursignal).

Aus den Dibits werden die Datensignale c_I (t) und c_Q (t) erzeugt, die den Modulator ansteuern.
Ein Dibit hat die halbe Symbolrate wie der ankommende Bitstrom. Die Phasenzustände dauern deshalb doppelt so lange wie bei einem BPSK- modulierten Signal.
Bild 9 zeigt die Erzeugung der Dibits und die vier Phasenzustände eines QPSK Signales im Phasendiagramm.



	Bit Sequence 1.	Bit Sequence 2.	Dibits I	Dibits Q	Phase to transmit
D	0	0	0	0	45°
A	1	0	1	0	135°
C	1	1	1	1	225°
B	0	1	0	1	315°

Bild 9

4.3.1 Modulation eines QPSK - Signales

In einem QPSK - Modulator wird das HF-Signal in zwei Zweige aufgeteilt, die gegeneinander eine Phasenverschiebung von 90° aufweisen. Der um 90° phasenverschobene Anteil ist das Q-Signal, das andere Signal ist das I-Signal. Beide Signale werden Ringmischern zugeführt, die das HF-Signal mit den beiden Datensignalen c_I (t) und c_Q (t) multiplizieren. Die Ausgänge der zwei Mischer werden in einem vektoriellen Addierer summiert.

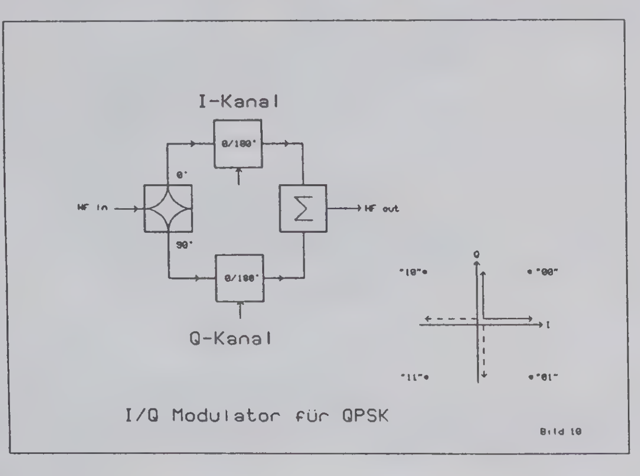
$c_I(t) = +1$ für I = "0"
$c_I(t) = -1$ für I = "1"

$c_Q(t) = +1$ für Q = "0"
$c_Q(t) = -1$ für Q = "1"

Das Ausgangssignal kann in Bezug zum hochfrequenten Eingangssignal vier Phasenzustände annehmen:

+ 45°	für das Dibit "00"
+ 135°	für das Dibit "10"
+ 225°	für das Dibit "11"
+ 315°	für der Dibit "01"

Da der Modulator die I- und Q-Signale verarbeitet, wird er oft IQ-Modulator genannt. Bild 10 zeigt einen IQ-Modulator im Blockdiagramm.



4.3.2 Vergleich von QPSK - und BPSK - modulierten Signalen

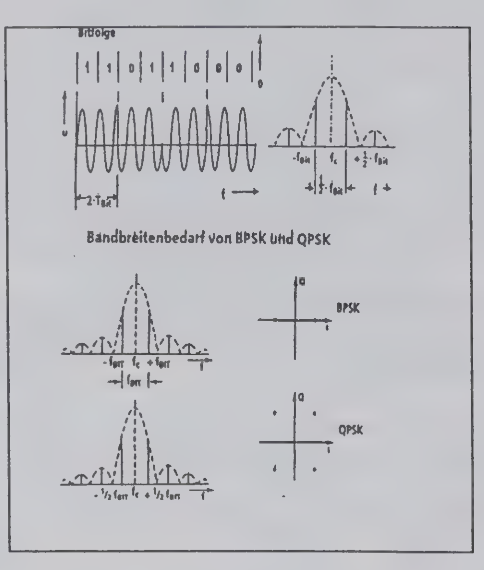
Die Bandbreite eines QPSK modulierten Signales ist nur halb so groß wie die eines BPSK modulierten Signales, weil die höchste Symbolrate der beiden Datensignale nur ist:

$$\frac{1}{2T_{Bit}} = \frac{1}{2} f_{Bit} \quad (11)$$

Es ist ausreichend, nur 1/2 f_{Bit} zu übertragen: In der Praxis wird jedoch der gleiche Faktor von 1,4 wie bei ASK angewandt, sodaß die Bandbreite um diesen Faktor größer wird:

$$1.4 \times \frac{1}{2} f_{Bit} = 0.7 \times f_{Bit} \quad (12)$$

Bild 11 zeigt das Spektrum von BPSK und QPSK modulierten Signalen.



4.3.3 Empfindlichkeit von ASK, BPSK und QPSK modulierten Signalen gegenüber Störungen.

Der Vorteil der kleineren belegten #Bandbreite eines QPSK modulierten Signales wird durch den Nachteil einer höheren Störempfindlichkeit erkauft. Betrachtet man das Vektordiagramm in Bild 12, werden die Zusammenhänge schnell klar:

Q
I BPSK
180° 0°
$\hat{U}_{stor} \leq \hat{U}_{cmax}$

Q
"10" "00"
I QPSK
"11" "01"
$\hat{U}_{stor} \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{U}_{cmax}$

$\frac{\hat{U}_{stor}\ (BPSK)}{\hat{U}_{stor}\ (QPSK)} = \sqrt{2}$

Maximal zulässige Störsignale
for BPSK and QPSK

Bild 12

Ein gestörtes BPSK - Signal wird solange im Demodulator des Empfängers als logisch "0" oder "1" erkannt, wie der resultierende Vektor gebildet aus dem Nutzsignale und dem Störsignal jeweils in der rechten oder linken Halbebene des Diagrammes bleibt.
Theoretisch kann das störende Signal die gleiche Amplitude wie das Nutzsignal erreichen, das Nutzsignal wird noch korrekt demoduliert.
In das obige Diagramm wurde ein Kreis gezeichnet, der diesen Grenzfall anschaulich darstellt. Der Radius des Kreises entspricht der hochfrequenten Trägeramplitude U_c. Der Mittelpunkt des Kreises ist die "Spitze" des Trägervektors.

Für **QPSK** modulierte Signale ist die Amplitude des Nutzsignales gleich der eines BPSK modulierten Signales, jedoch ist der Vektor um 45° nach "oben" gedreht. Um die Spitze dieses Vektors ist wieder ein Kreis gezeichnet, dessen Umfang mögliche Störungen im "worst case" Fall repräsentiert. Der Umfang dieses Kreises darf die jeweiligen Quadranten I, II, III oder IV, die die vier möglichen Zustände "00", "10", "11" oder "01" darstellen, nicht überschreiten.
Denkt man sich ein rechtwinkliges Dreieck mit der "Hypotenuse" der Länge "1" (Trägeramplitude!) müssen die beiden Katheten je eine Länge von $\frac{1}{2}\sqrt{2}$ haben, (laut dem allbekannten Gesetz von Pythagoras!). Der Radius des Kreises hat die Länge einer Kathete, damit (= $\frac{1}{2}\sqrt{2}$). Somit kann die maximale Störung bei QPSK modulierten Signalen nur $\frac{1}{2}\sqrt{2}$ im Vergleich zu dem BPSK modulierten Signal groß sein. In Dezibel ausgedrückt, ist

ein Faktor von $\frac{1}{2}\sqrt{2}$ gleich -3 dB.

Um ein ASK-moduliertes Signale zu demodulieren, benötigt man keine Phaseninformation. Eine logische "0" bzw. "1" kann dann noch richtig demoduliert werden, wenn die Störung die halbe Amplitude des Nutzsignales erreicht, d.h. man setzt die Erkennungsschwelle auf die Hälfte der Signalamplitude.
Gegenüber QPSK-modulierten Signales bedeutet das einen weiteren Verlust von 3dB gegenüber QPSK modulierten Signalen und insgesamt 3dB + 3dB = 6dB im Vergleich zu BPSK modulierten Signalen.
Bild 13 zeigt ein Diagramm von der Bitfehlerraten (BER) von ASK, BPSK und QPSK modulierten Signalen.als Funktion des hochfrequenten Signal-Rauschverhältnissses S/N.

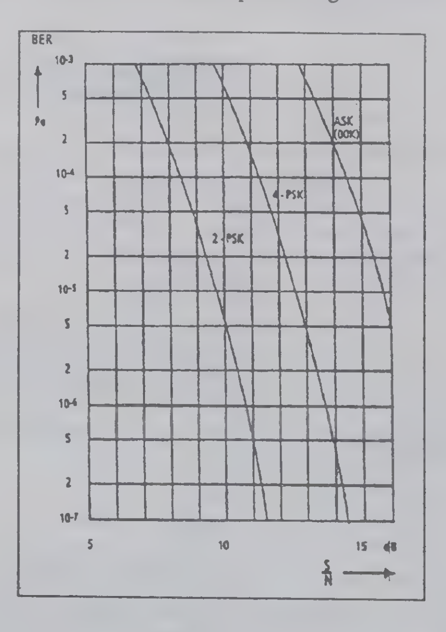


Bild 13

Diagramm der Bitfehlerrate (BER) als Funktion des hochfrequenten Signal-Rauschabstandes (S/N)

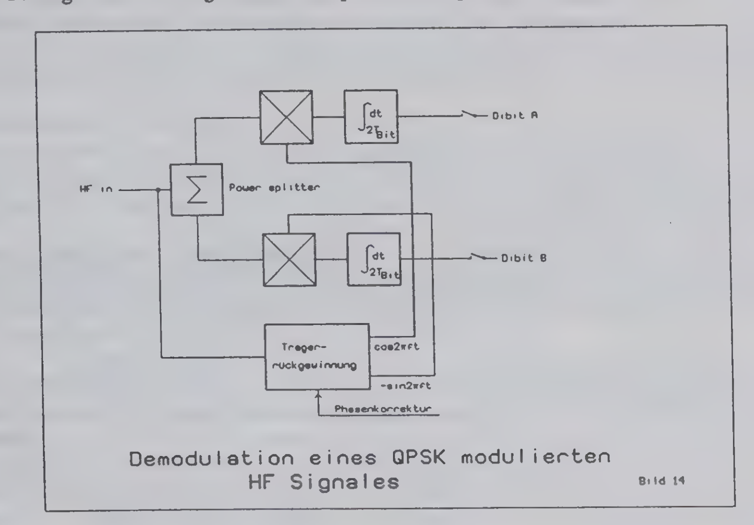
4.3.4 Demodulation von QPSK Signalen

Wie bei der Demodulation von BPSK Signalen kann ein QPSK moduliertes Signal ausschließlich kohärent demoduliert werden. Auch hier besteht die Schwierigkeit der Trägerrückgewinnung und der Wiederherstellung der originalen Trägerphase. Diese Trägerrückgewinnung kann durch zweimalige Quadrierung des empfangenen hochfrequenten Signales erzielt werden, bevor das Signal einer PLL-Schleife zur Beseitigung von Phasenjitter zugeführt wird. Das von der PLL-Schleife stzabilisierte Ausgangssignal muß dann nur noch durch vier geteilt werden.

Die Demodulation BPSK modulierter Signale ergibt eine "Unsicherheit" von zwei Zuständen, entweder man hat die "Originalphase" oder die Phase ist um 180° gegenüber dem Original vertauscht. Bei der Demodulation von QPSK Signalen ist die Unsicherheit auf vier mögliche Zustände erhöht. Die korrekte Phasenlage ist durch Kreuzkorrelation zurückzugewinnen, wenn dem Empfänger bekannte Synchronisierworte gesendet werden.

Das rekonstruierte Trägersignal ist dann in zwei um 90° phasenverschobene HF-Wege aufgeteilt und wird zwei Ringmischern zugeführt. Die anderen Eingänge der Ringmischer sind mit dem aufgeteilten aber nicht phasenverschobenen Eingangssignal verbunden. Am Ausgang jedes Mischers ist ein Integrator angeordnet, der das Signal über die Zeit von 2* T_{Bit} integriert. Am Ausgang der Integratoren wird das Signal abgetastet, die so gewonnenen Dibitsignale müssen noch weiterveraritet werden.

Bild 14 zeigt das Blockdiagramm eines optimalen Empfängers für QPSK-Signale.



Das Ergebnis der Multiplikation des empfangenen Signales mit cos $2\pi f_T t$ (oder -sin $2\pi f_T t$) sind die Dibitsignale A und B. Sei haben einen Gleichspannungsanteil, z.B. cos $\pi/4$ und ein en Wechselanteil, z.B.cos ($4\pi ft + \pi/4$). Durch den Integrator werden die Wechselspannungsanteile eliminiert.

$$\begin{pmatrix} \cos\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right) \\ \cos\left(2\pi ft + \frac{3\pi}{4}\right) \\ \cos\left(2\pi ft + \frac{5\pi}{4}\right) \\ \cos\left(2\pi ft + \frac{7\pi}{4}\right) \end{pmatrix} \times \cos 2\pi ft = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) + \cos\left(4\pi ft + \frac{\pi}{4}\right) \\ \cos\left(\frac{3\pi}{4}\right) + \cos\left(4\pi ft + \frac{3\pi}{4}\right) \\ \cos\left(\frac{5\pi}{4}\right) + \cos\left(4\pi ft + \frac{5\pi}{4}\right) \\ \cos\left(\frac{7\pi}{4}\right) + \cos\left(4\pi ft + \frac{7\pi}{4}\right) \end{pmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{pmatrix} \cos\left(2\pi ft + \frac{\pi}{4}\right) \\ \cos\left(2\pi ft + \frac{3\pi}{4}\right) \\ \cos\left(2\pi ft + \frac{5\pi}{4}\right) \\ \cos\left(2\pi ft + \frac{7\pi}{4}\right) \end{pmatrix} \times \sin 2\pi ft = -\frac{1}{2} \times \begin{pmatrix} \sin\left(\frac{-\pi}{4}\right) + \sin\left(4\pi ft + \frac{\pi}{4}\right) \\ \sin\left(\frac{-3\pi}{4}\right) + \sin\left(4\pi ft + \frac{3\pi}{4}\right) \\ \sin\left(\frac{-5\pi}{4}\right) + \sin\left(4\pi ft + \frac{5\pi}{4}\right) \\ \sin\left(\frac{-7\pi}{4}\right) + \sin\left(4\pi ft + \frac{7\pi}{4}\right) \end{pmatrix} \quad (14)$$

Nach der Integration sind nur die Gleichstpannungsanteile übrig geblieben, ihre Polatrität hilft, das originale Datensignal zu rekonstruieren.

$$\begin{matrix} \cos\Phi \triangleq \textit{Dibit A} & & -\sin(-\Phi) \triangleq \textit{Dibit B} \\ \begin{pmatrix} \left(\frac{\pi}{4}\right) & + & \triangleq & 0 \\ \left(\frac{3\pi}{4}\right) & - & \triangleq & 1 \\ \left(\frac{5\pi}{4}t\right) & - & \triangleq & 1 \\ \left(\frac{7\pi}{4}\right) & + & \triangleq & 0 \end{pmatrix} & & \begin{pmatrix} \left(-\frac{\pi}{4}\right) & + & \triangleq & 0 \\ \left(-\frac{3\pi}{4}\right) & + & \triangleq & 0 \\ \left(-\frac{5\pi}{4}\right) & - & \triangleq & 1 \\ \left(-\frac{7\pi}{4}\right) & - & \triangleq & 1 \end{pmatrix} \end{matrix} \quad [15]$$

4.3.5 Nachteile bei BPSK und QPSK modulierten Signalen

Die Spektren von BPSK und QPSK modulierten Signalen haben theoretisch eine unendliche Bandbreite. Wenn ein solches nicht bandbegrenztes Signal von einem HF-Sender abgestrahlt wird, kann es zu Störungen in den Nachbarkanälen kommen. Aus diesem Grund muß das modulierte HF- Signal vor dem Abstrahlen über eine Antenne bandbegrenzt werden. Das kann z.B. mit einem Bandpaß am Ausgang des Modulators geschehen. Eine andere Möglichkeit, die digitalen Basisbandsignale vor dem Modulator zu begrenzen, besteht darin, dem Signal eine $\cos^2$ Form zu geben. In der Praxis werden beide Möglichkeiten angewandt.

Die Bandbreitenbegrenzung hat jedoch einen Nachteil: die Phase des modulierten Signales kann nicht "sofort" umspringen, da jede Phasenänderung eine gewisse Zeit erfordert. Das bewirkt eine zusätzliche Amplitudenmodulation.

Um die Wirkungen der Bandbegrenzung zu erkennen, wird das Phasendiagramm benutzt. Für ein BPSK moduliertes Signal ist die Wirkung leicht zu erkennen: nämlich wenn das modulierende Signal durch Tiefpaßfilterung sinusfömig ist, geht das modulierte HF-Signal nach jeder Halbwelle durch Null.

Wenn die Phase eines QPSK modulierten Signals vom ZTustand "00" $= \pi/4 = 45°$ nach "11" $= 5\pi/4 = 225°$ auf dem "kürzesten" Weg durchläuft, ändert sich die Amplitude des HF-Signales vom positiven Maximalwert über Null zum negativen Maximalwert.
Wenn die Phase nur in 90° Schritten verändert wird, erfolgt kein Nulldurchgang, es findet lediglich eine Amplitudenänderung um $1/2\sqrt{2}$ (= -3dB) statt, die als Einbuchtung in der HF-Hüllkurve zu erkennen ist.

Bei der hochfrequenten Ausbreitung können jedoch diese Einkerbungen zunehmen, wodurch der Empfang stark beeinflußt wird. Die Einkerbungen bewirken nämlich eine Verbreiterung das Spektrums, womit das Gegenteil der Bandbegrenzung erreicht wird.

Um die Einkerbungen zu minimieren, sind 180° Phasensprünge nur durch zwei aufeinanderfolgende 90° Phasensprünge zu bewirken. Die Datensignale $c_A(t)$ und $c_B(t)$ sind um die halben Dibitzeit versetzt und werden den beiden Modulatoren zugeführt. Diese Art der Modulation wird wegen der zeitlichen Verschiebung Offset-QPSK oder OQPSK genannt, siehe Bild 15.

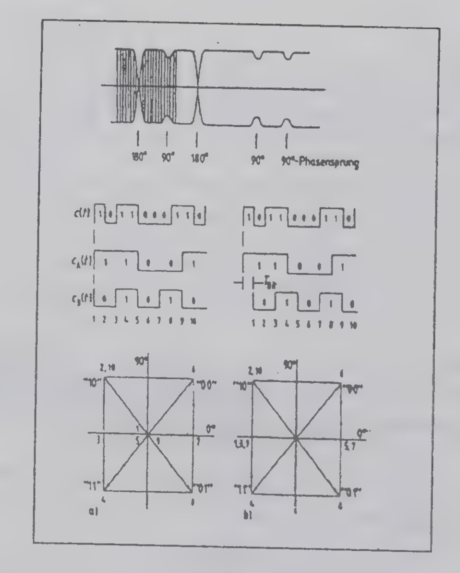


Bild 15

4.4 Phasenkontinuierliches Modulationsverfahren, MSK

4.4.1 Der MSK Modulator

Um die schädliche Amplitudenmodulation eines Phasenmodulierten Signales aufgrund der Bandbegrenzung weiter zu reduzieren, darf der HF-Vektor bei Bitwechseln nicht springen, sondern ändert sich kontinuierlich während der Zeit T_{Bit} von einem Zustand zum nächsten. Damit bewegt sich der Trägerzeiger im Phasendiagramm auf einer kreisförmigen Bahn von einem Phasenstatus zum nächsten.
Bild 16 zeigt einen Phasenzylinder,der den oben beschriebenen Vorgang anschaulich erklärt. Während der Zeitspanne T_{Bit} ändert sich die Phase um den Winkel $\Delta\Phi$. Dieser Winkel ist ein Vielfaches von $90° = \pi/2$. Um den Phasenwinkel vom Startpunkt" 0°zu ändern, muß die Frequenz des Trägersignales von f zu $f+\Delta f$ geändert werden. Δf wird mit folgenden Gleichungen berechnet:

$$\omega = 2\pi f = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{\Delta\Phi}{t_{Bit}}$$

$$\Delta f = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \times \frac{\Delta\Phi}{T_{Bit}} \qquad (16)$$

$$\Delta\Phi = \frac{\pi}{2} \rightarrow \Delta f = 0.25 \times \left(\frac{1}{T_{Bit}}\right) = 0.25 f_{Bit}$$

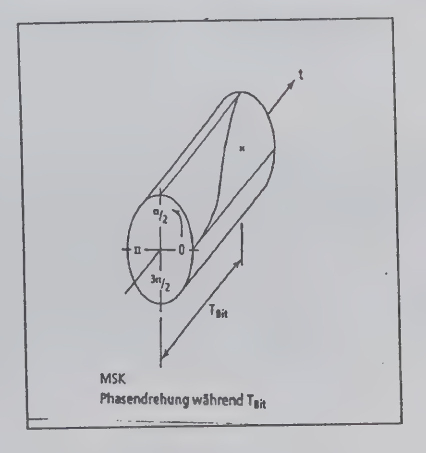


Bild 16

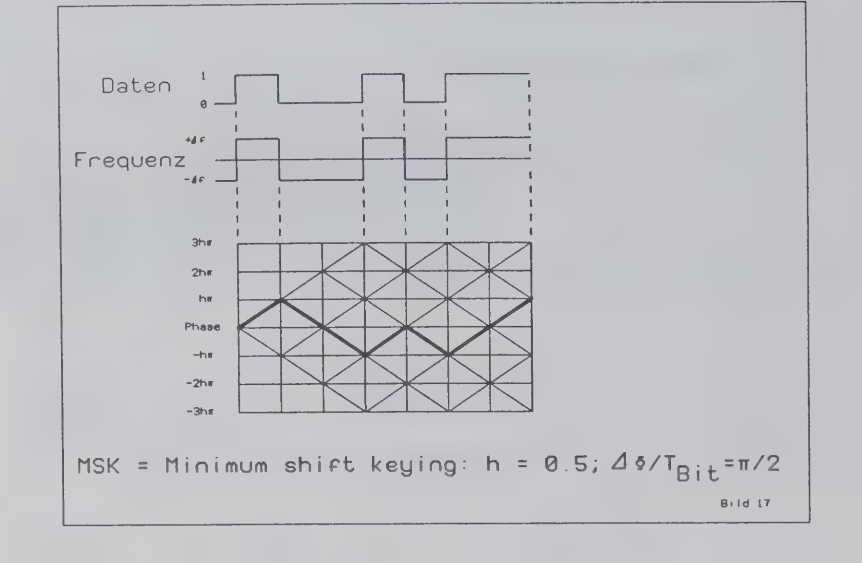
Durch Verwendung von phasenkontinmuierlichen Modulationsverfahren bleibt die Phase am Ende der Zeitspanne von T_{Bit} nicht fest. Wenn am Ende von T_{Bit} ein weiteres Bit mit dem gleichen logischen Zustand folgt, z.B. auf eine logisch "0" folgt wieder eine logisch "0" läuft die Phase mit der gleichen Geschwindigkeit in der gleichen Richtung weiter. Nach $2T_{Bit}$ erreicht die Phase den Winkel $2\Delta\Phi$. Wenn das Bit den entgegengesetzten Zustand annimmt, "läuft" die Phase in die entgegengesetzte Richtung und erreicht 0° nach $2T_{Bit}$. Dazu muß die Trägerfreqeunz um den Betrag von $f\text{-}\pi f$ verrringert werden.

MINIMUM SHIFT KEYING (MSK) ist ein phasenkontinuierliches Modulationsverfahren, bei der der Phasenwinkel sich genau um $\pi/2$ = 90° während einer Bitdauer ändert.

Der Modulationsindex wird dann wie folgt definiert:

$$h = \frac{2\Delta f}{f_{Bit}} = 0.5 \qquad (17)$$

Bild 17 zeigt ein Beispiel eines MSK- Signales.



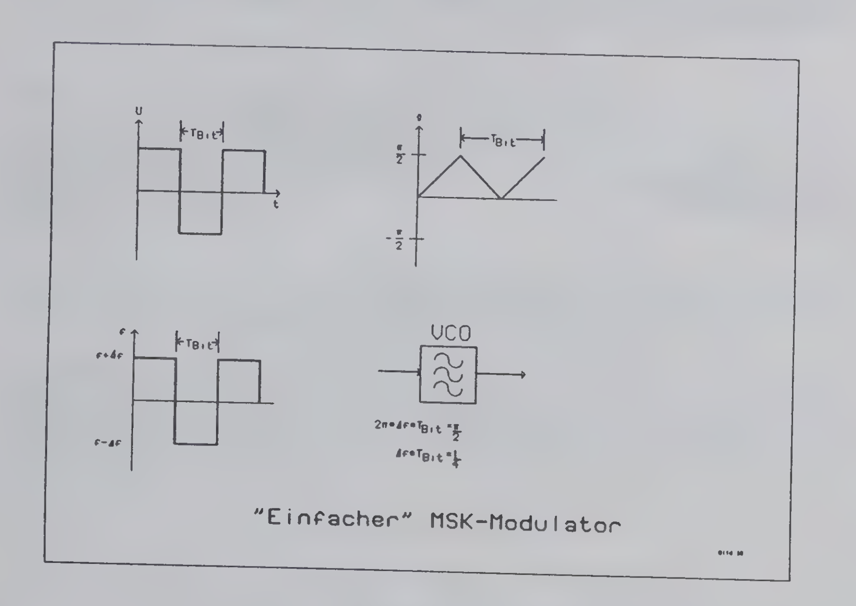
Da sich die Phase um ± $\pi/2$ während einer Bitperiode ändert, ist es gleichbedeutend mit einer Änderung der Trägerfreqeunz um Δf, deshalb kann man MSK auch als eine besondere form von FSK bezeichnen.
Die erste Harmonische (Oberwelle) eines Datensignales der periodischen Form 1 0 1 hat eine Periode von $2T_{Bit}$ die gleich $\frac{1}{2} f_{Bit}$. Hieraus läßt sich leicht der Modulationsindex berechnen, weil er bei der klassischen Frequenzmodulation bekannt ist:

$$m = \frac{\Delta f}{f_{mod}}$$
$$f_{mod} = 0.5 f_{Bit} \ ; \ \Delta f = 0.25 f_{Bit}$$
$$\rightarrow m = h = \frac{0.25}{0.5} = 0.5 \qquad (18)$$

Ein einfacher MSK-Modulator ist ein VCO, der von dem bipolaren Datensignal c(t) direkt gesteuert wird:

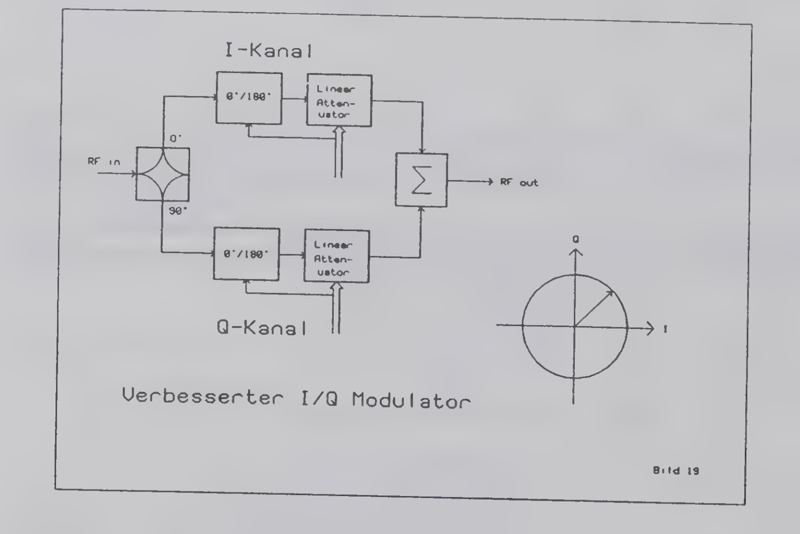
Ein positives c(t) = "1" bewirkt eine Änderung der VCO-Frequenz auf f + Δf
Ein negatives c(t) = "0" bewirkt eine Änderung der VCO-Frequenz auf f - Δf.

Bild 18 zeigt einen solchen einfachen MSK-Modulator.



Allerdings hat ein VCO nicht die notwendige Stabilität und Genauigkeit der Phase. Deshalb ist dieser "einfache " MSK- Modulator nicht brauchbar.
Stattdessen wird ein I/Q Modulator eingesetzt, wie er schon bei der Erzeugung von BPSK- und QPSK Signalen besprochen wurde. Der I/Q-Modulator muß jedoch noch um je einen linearen Abschwächer im I- und Q-Zweig erweitert werden, damit jeder Phasenwert ange-

steuert werden kann, weil der Trägervektor einen Kreis im Phasendiagramm beschreiben muß!
Bild 19 zeigt das Blockschaltbild eines erweiterten I/Q-Modulators zur Erzeugung von MSK-modulierten Signalen.



Die Signale zur Steuerung der I- und Q- Signale haben keine "einfache" Form mehr. Aus dem Vektordiagramm kann man entnehmen, daß die I- und Q-Signale sinusförmig sein müssen, um den Vektor auf dem Kreis zu bewegen:

$$I(t) = \cos\Phi(t) \times \cos 2\pi f t$$
$$Q(t) = \sin\Phi(t) \times \cos\left(2\pi f t + \frac{\pi}{2}\right) \qquad (19)$$

Die Signale des I- und Q- Modulators sind von folgenden Formeln für die Zeit T_{Bit} abgeleitet:

$$c_I(t) = \cos\Phi(t) = \cos\left[\Phi_0 + c_T(t) \times \frac{\pi \times t}{2T_c}\right]$$
$$= \cos\Phi_0 \times \cos\left[\frac{\pi t}{2T_c}\right] - c_T(t) \times \sin\Phi_0 \times \left[\frac{\pi \times t}{2T_c}\right] \qquad (20)$$

$$c_Q(t) = \sin\Phi(t) = \sin\left[\Phi_0 + c_T(t) \times \frac{\pi \times t}{2T_c}\right]$$
$$= \sin(\Phi_0) \times \cos\left[\frac{\pi \times t}{2T_c}\right] + c_T(t) \times \cos\Phi_0 \times \sin\left[\frac{\pi \times t}{2T_c}\right] \quad (21)$$

Zur Berechnung der beiden Signale geht man wie folgt vor:

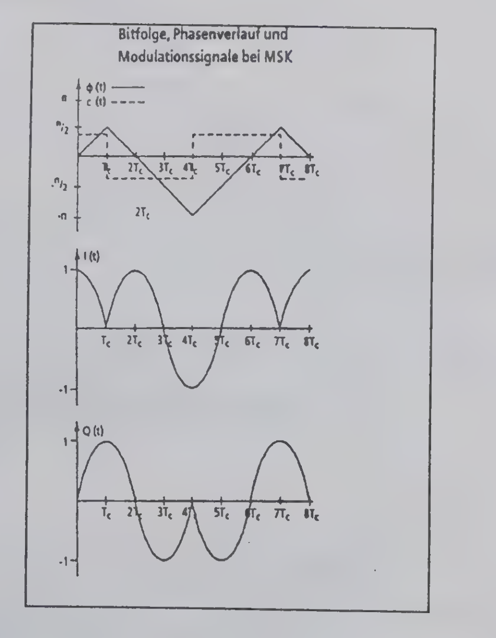
1) Definition einer "Startphase" Φ_0' (z.B. $\Phi_0 = 0°$)
2) Berechnung der Zeitfunktionen $c_I(t)$ und $c_Q(t)$
3) Berechnung einer neuen "Startphase" $\Phi0' = c(t)*\pi/2 + \Phi_0$
4) Wiederholung von Schritt 2

Die Resultate für $c_I(t)$ und $c_Q(t)$ sind Halbsinus- Kurven.
Zur Berechnung dieser Funktionen wird ein digitaler Prozessor eingesetzt, der dei Halbsinuskurven an definierten Punkten aus dem Datensignal c(t) berechnet. Das digitale Ausgangssignal des Prozessors wird einem D/A Konverter zugeführt. Dessen Ausgangssignal wird dann zum I- bzw. Q-Modulator geführt.

Bild 20 zeigt die Berechnungen von definierten Phasenpunkten Φ_0 in Tabellenform, Bild 21 die so berechneten Werte in graphischer Dartstellung.

t	Φ_0	$\Phi(t)$	$c_I(t)$	$c_Q(t)$
$t = 0$	0	0	$\cos(0) = 1$	$\sin(0) = 0$
$0 < t < T_c$	0	$0+\pi/2*t/T_c$	$\cos(0+\pi/2*t/T_c)$	$\sin(0+\pi/2*t/T_c)$
$t = T_c$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\cos(\pi/2) = 0$	$\sin(\pi/2) = 1$
$T_c < t < 2T_c$	$\pi/2$	$\pi/2-\pi/2*t/T_c$	$\cos(\pi/2-\pi/2*t/T_c)$	$\sin(\pi/2-\pi/2*t/T_c)$
$t = 2T_c$	0	0	$\cos(0) = 1$	$\sin(0) = 0$
$2T_c < t < 3T_c$	0	$0-\pi/2*t/T_c$	$\cos(0-\pi/2*t/T_c)$	$\sin(0-\pi/2*t/T_c)$
$t = 3T_c$	$-\pi/2$	$-\pi/2$	$\cos(-\pi/2) = 0$	$\sin(-\pi/2) = -1$
$3T_c < t < 4T^c$	$-\pi/2$	$-\pi/2-\pi/2*t/T_c$	$\cos(-\pi/2-\pi/2*t/T_c)$	$\sin(-\pi/2-\pi/2*t/T_c)$
$t = 4T_c$	$-\pi$	$-\pi$	$\cos(-\pi) = 1$	$\sin(-\pi) = 0$
$4T_c < t < 5T_c$	$-\pi$	$\pi+\pi/2*t/T_c$	$\cos(-\pi+\pi 2*t/T_c)$	$\sin(-\pi+\pi/2*t/T_c)$
$t = 5T_c$	$-\pi/2$	$-\pi/2$	$\cos(-\pi/2) = 0$	$\sin(-\pi/2) = -1$
$5T_c < t < 6T_c$	$-\pi/2$	$-\pi/2+\pi/2*t/T_c$	$\cos(-\pi/2+\pi/2*t/T_c)$	$\sin(-\pi/2+\pi/2*t/T_c)$
$t = 6T_c$	0	0	$\cos(0) = 1$	$\sin(0) = 0$
$6T_c < t < 7T_c$	0	$0+\pi/2*t/T_c$	$\cos(0+\pi/2*t/T_c)$	$\sin(0+\pi/2*t/T_c)$
$t = 7T_c$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\cos(\pi/2) = 0$	$\sin(\pi/2) = 1$
$7T_c < t < 8T_c$	$\pi/2$	$\pi/2-\pi/2*t/T_c$	$\cos(\pi/2-\pi/2*t/T_c)$	$\sin(\pi/2-\pi*t/T_c)$
$t = 8T_c$	0	0	$\cos(0) = 1$	$\sin(0) = 0$

Bild 20



Die Analyse eines MSK-Modulators ist einfach:
Beginnend mit dem modulierten HF-Signal wird die Zeitfunktion s(t) berechnet:

$$s(t) = \cos[2\pi ft + \Phi(t)] = \cos\left[2\pi ft + c(t)\times\frac{1}{4}f_{Bit}\times t\right] \quad (22)$$

Mit der I-Komponente:

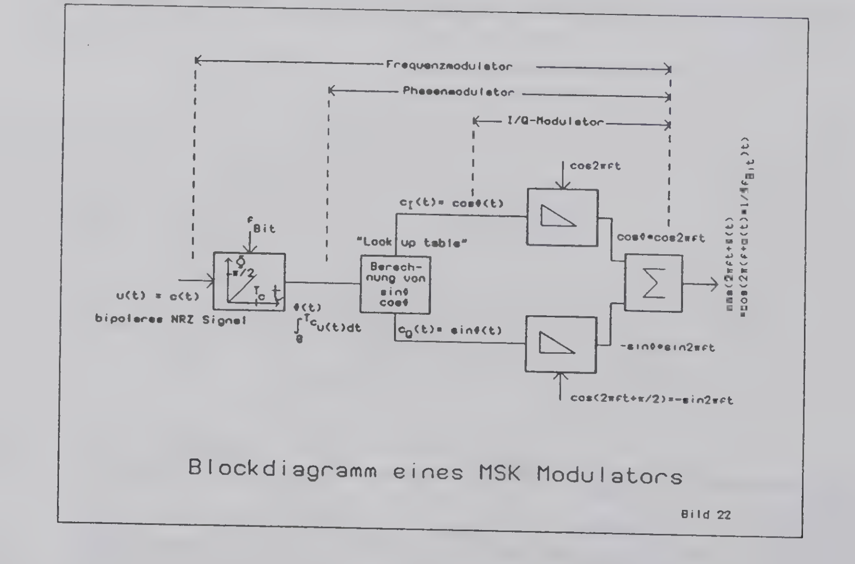
$$I(t) = \cos\Phi(t)\times\cos 2\pi ft \quad (23)$$

und der Q-Komponente:

$$Q(t) = -\sin\Phi(t)\times\sin 2\pi ft \quad (24)$$

Die Modulationssignale $c_I = \cos\Phi$ und $c_Q = \sin\Phi$ werden digital aus der Phaseninformation berechnet. Diese Phaseninformation ist das Resultat einer Integration des bipolaren Datensignales c(t).
Insgesamt wirkt der verbesserte I/Q-Modulator als Frequenzmodulator. Ein positives c(t) am Eingang des Modulators resultiert in einer Frequenz am Ausgang des Modulators, die um $f + 0.25\, f_{Bit}$ höher als die Trägerfrequenz ist, ein negatives c(t) hat eine Ausgangsfrequenz zur Folge, die um $f - 0.25\, f_{Bit}$ niedriger als die Trägerfrequenz ist.

Bild 22 zeigt ein Blockdiagramm eines MSK Modulators.

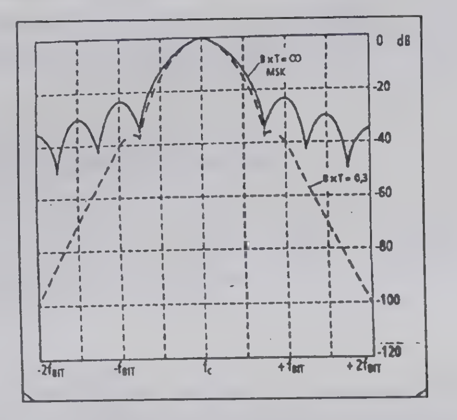


Blockdiagramm eines MSK Modulators

Bild 22

4.4.2 Belegte Bandbreite von MSK modulierten Signalen

MSK- modulierte Signale sind phasenkontinuierlich. Es gibt jedoch Phasensprünge, wenn das Bitsignal seinen Wert ändert. Diese Phasensprünge haben Frequenzsprünge zur Folge, die das HF-Spektrum wieder verbreitern. Das Spektrum eines MSK modulierten Signales fällt mit einer f^4-Funktion unter und oberhalb der Trägerfrequenz ab und verursacht Nachbarkanalstörungen.
Um die belegte Bandbreite weiter zu reduzieren, muß das Datensignal mittels eines Tiefpaßfilters gefiltert werden. Wenn dieses Tiefpaßfilter eine Impulsantwort und Übertragungsfunktion hat, die einer Gauß-Kurve folgt, wird aus dem MSK-Signal ein GMSK-Signal (Gaussian minimum shift keying). GMSK wird im zellularen D-Netz angewendet.
Bild 23 zeigt das Spektrum eines MSK-Signales und eines GMSK-Signales mit $B*T_{Bit}$ von 0.3.



4.5 Demodulation von MSK Signalen

Es gibt zwei Methoden um MSK (und GMSK)-Signale zu demodulieren:

1) nichtkohärente Demodulation mittels eines Frequenzdiskriminators. Wenn das empfangene Signal störungsfrei ist, steht das bipolare Datensignal c(t) direkt am Ausgang des Demodulators an.

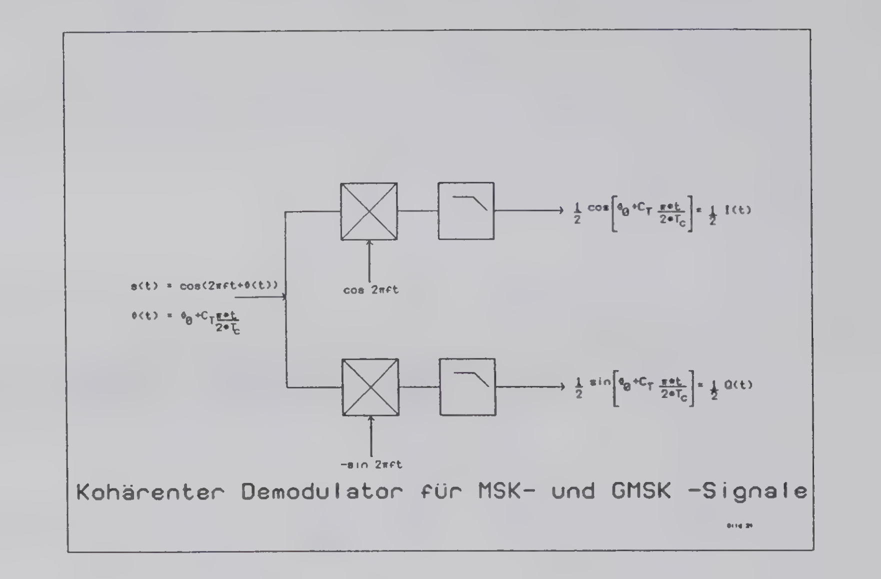
2) kohärente Demodulation. Ohne Störung liefert dieser Demodulator die beiden Signale $c_I(t)$ und $c_Q(t)$ aus denen das Datensignal c(t) errechnet wird.

4.5.1 Verfahren der kohärenten Demodulation

Die kohärente Demodulation von MSK Signalen ist ähnlich der kohärenten Demodulation BPSK modulierten Signalen:

das HF-Signal wird in zwei Zweige aufgeteilt. In einem Zweig wird das Signal direkt mit der zurückgewonnenen Trägerfreqeunz in einem Ringmischer multiplizieirt, in dem anderen Zweig mit einer um 90° phasenverschobenen Trägerfreqeunz. Am Ausgang der Ringmischer folgt je ein Tiefpaß der die hochfrequenten Anteile $4\Delta fT+\Phi(t)$ unterdrückt, sodaß nur die Signale $c_I(t)$ und $c_Q(t)$ übrigbleiben.

Bild 24 zeigt einen kohärenten Demodulator für MSK und GMSK Signale.



Kohärenter Demodulator für MSK- und GMSK -Signale

Nach Filterung der hochfrequenten Anteile mit 4πft ergeben sich folgende Gleichungen:

$$\frac{1}{2}\cos[-\Phi(t)] = \frac{1}{2}\cos\left[\Phi_0 * c_T \times \frac{\pi \times t}{2T_c}\right] = \frac{1}{2}I(t) \quad (25)$$

$$-\sin 2\pi ft \times \cos[2\pi ft+\Phi(t)] = -\frac{1}{2}[\sin[2\pi ft-2\pi ft-\Phi(t)] + \sin[2\pi ft + 2\pi ft+\Phi(t)]] \quad (26$$

Wieder werden die hochfrequenten Komponenten mit 4πft ausgefiltert, sodaß das folgende Signal übrigbleibt:

$$-\frac{1}{2}\sin[\Phi-(t)] = -\frac{1}{2}\left[\Phi_0+C_T\times\frac{\pi t}{2T_C}\right] = \frac{1}{2}Q(t) \quad (27)$$

Mit diesen wenigen Formeln soll das Kapitel über digitale Modulation abgeschlossen werden.

Literatur:
Peter Hatzold
Vom Abtasttheorem zum GMSK
Grundlagen digitaler Modulationsverfahren

Seminarunterlage der Fa, Rhode & Schwartz München

Signalgeneratoren für moderne Kommunikationstechniken

Seminarunterlage

Fa. Rhode & Schwartz

Rudolf Mäusl
Digitale Modulationsverfahren
Dr. Alfred Hüthig Verlag München

Geregeltes Netzteil 13.8 Volt für Drehstromanschluß - Konstruktionsüberlegungen und Bauvorschlag

Dipl.-Ing. Günter W. Schnell, DL6BCT
Am Heidberg 8, W-2804 Lilienthal, Tel.: 04298/3882

Inhalt

Drehstromnetzteile - auch kleinerer Leistung zum Betrieb von Transceivern - sind Einphasennetzteilen deutlich überlegen.

In meinem Referat wird

- die Wirkungsweise des Einphasen- mit der des Dreiphasengleichrichters verglichen.
- diskutiert, wie die angeschlossenen Geräte geschützt werden können.
- ein selbstgebautes drehstrombetriebenes Netzteil beschrieben.

Das Referat bzw. dieser Bericht versteht sich nicht als Bauanleitung, es sollen nur Anregungen zur Konstruktion eines eigenen Netzteils vermittelt werden.

Das Referat stützt sich auf weitere Graphiken und Farbdias, auf die hier verzichtet werden muß.

Einleitung

Immer wieder hört man von Schäden an Transceivern, die durch Hochlaufen der Ausgangsspannung des verwendeten 13.8V-Netzteils hervorgerufen wurden. Der Spannungsversorgung wird zu wenig Aufmerksamkeit gewidmet. Im Handel angebotenen Geräte sind so billig, daß Eigenbau nicht lohnend erscheint. Was rechtfertigt trotz des höheren Aufwands den Bau eines Netzteils?

- Ein gut konzipiertes Netzteil schützt die angeschlossenen Geräte vor Beschädigung durch Überspannung.
- Es läßt sich ein höherer Wirkungsgrad erzielen (geringere Erwärmung).
- Der Eigenbau ist unproblematisch und mit geringem meßtechnischem Aufwand möglich.

Der Bau eines Schaltnetzteils kam für mich schon allein wegen den zu erwartenden Störungen durch Oberwellen nicht in Betracht. So blieb nur ein konventionelles Schaltungskonzept, allerdings für Drehstromanschluß, was eine Reihe von Vorteilen bringt (derartige Netzteile sind im Handel nicht erhältlich).

Einphasengleichrichter

Betrachten wir die übliche Schaltungsanordnung: Einphasentrafo - Brückengleichrichter - Kondensator. Bei voller Belastung und richtiger Dimensionierung gibt der Trafo während einer Viertelperiode Strom ab. Die nächste Viertelperiode (5 ms) überbrückt der Ladekondensator.

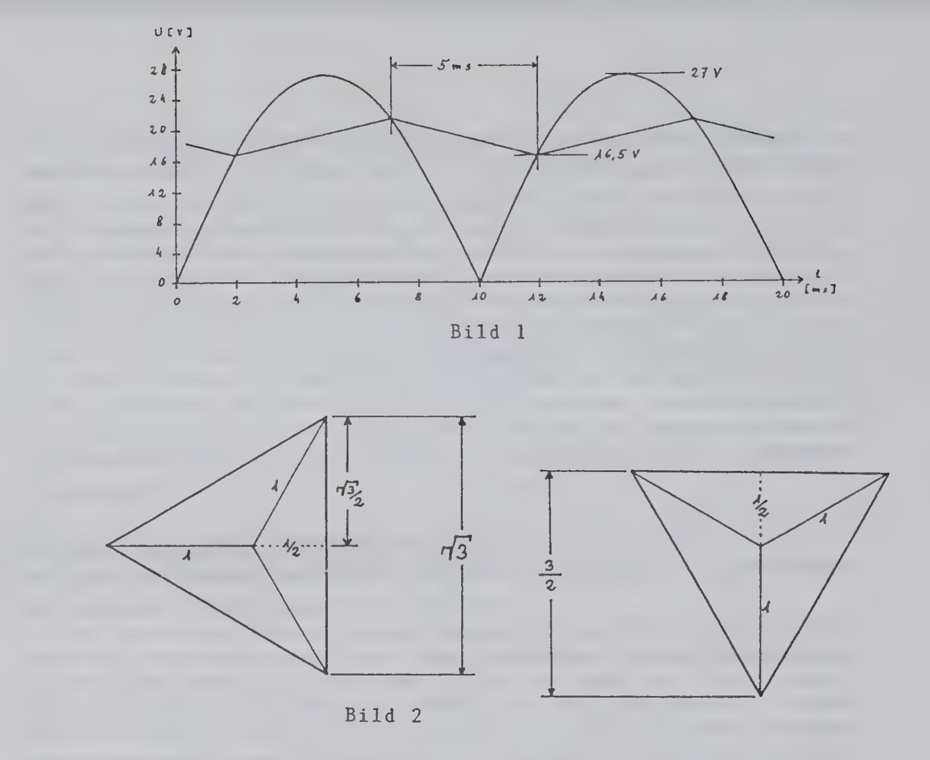


Bild 1

Bild 2

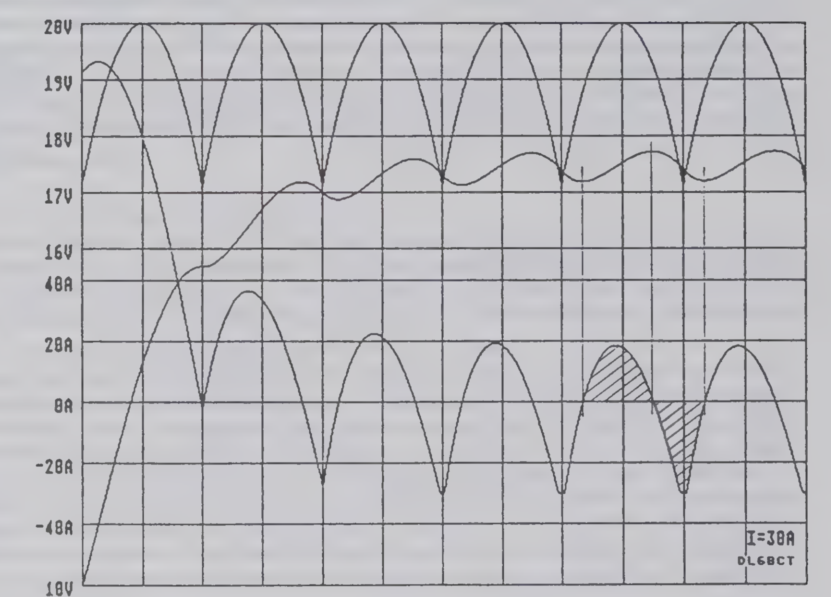


Bild 3

Dimensioniert man ihn mit 1mF je 1A Last, so fällt die Spannung um 1V pro Millisekunde ab, also um 5V.

Der Zeichnung (Bild 1) liegen Meßwerte des *Alinco EP-3010* zugrunde. Amplitude der Leerlaufspannung, vermindert um den Spannungsabfall an den Dioden: 27V, Ladekondensator: 30mF, Last: 30A.

Zwischen den nach oben geklappten Sinusbögen wurde eine mit 1V/ms fallende, 5ms lange Gerade gelegt. Den ansteigenden Teil der Spannung kann man durch eine Gerade annähern. Die so entstehende zickzackförmige Kurve stimmt recht gut mit dem tatsächlich gemessenen Spannungsverlauf überein. Bei Vollast stehen im Minimum 16.4V zur Verfügung, die Leerlaufspannung beträgt 26.8V, also das 1.63-fache des Wertes bei Vollast (vgl. Bild 4).

Eine Vergrößerung des Ladekondensators brächte nur bedingt eine Verbesserung. Prinzipiell wäre bei einem unendlich großen Kondensator das Verhältnis der Spannungen bei Vollast und Leerlauf wie $1 : \sqrt{2}$ (also gleich dem Verhälnis von Effektiv- zu Spitzenspannung einer Wechselspannung).

Schlägt ein Längstransistor der Spannungsregelung durch, so lägen 26.8 V an den Ausgangsklemmen, das ist der 1.94-fache Wert der Nennausgangsspannung von 13.8V, genug um einen wertvollen Transceiver zu zerstören.

Man könnte sich damit begnügen, den Ausgang des Netzteils durch eine Thyristor-Schaltung zu schützen. Doch eine solche Schaltung kann versagen bzw. durch den hohen Kurzschlußstrom zerstört werden.

Dreiphasengleichrichter

Am Zeigerdiagramm (Bild 2) erkennt man, daß die Spannung (im Idealfall, ohne Ladekondensator) zwischen den Relativwerten $\sqrt{3}$ und $\frac{3}{2}$ schwankt, entspr. $1 : 0.866 = 1.155 : 1$.

Nun zur Anordnung Drehstromtrafo - Brückengleichrichter - Ladekondensator (vgl. Bild 5). Im Gegensatz zu den Verhältnissen bei Einphasengleichrichtung gibt bei Dreisphasengleichrichtung der Trafo etwa ab Nennbelastung immer Strom ab. In diesem Fall würde sich an einem (fast) unendlich großen Kondensator die 0.866-fache Leerlaufspannung einstellen.

Die Computersimulation (Bild 3) zeigt die Wirkungsweise bei realen Verhältnissen, ihr liegen die Werte der von mir aufgebauten und hier beschriebenen Schaltung zugrunde:

Amplitude der Leerlaufspannung (Phase-Phase): 21,5V
Spannungsabfall an den Gleichrichterdioden: 1.5V
Innenwiderstand von Trafo und Dioden: 52 mΩ
Ladekondensator: 44mF
Nennbelastung: 30A.

Es wird eine volle Periode der Netzspannung (20ms) dargestellt. Im linken Teil der Graphik erkennt man den Einschwingvorgang (die Anfangsspannung am Ladekondensator wurde willkürlich auf 10V gesetzt). Die oberste Kurve stellt die um den Spannungsabfall an den Dioden verminderte Leerlaufspannung dar. Darunter ist die Spannung am Ladekondensator dargestellt. Man beachte deren kleine Welligkeit von nur etwa 0.5V Spitze-Spitze. Die unterste Kurve zeigt den Kondensatorstrom. Er fällt bei dieser Belastung jeweils nur für etwa 0.2ms auf -30A ab, d.h. nur während dieser kurzen Dauer wird der Kondensator nicht nachgeladen (bei höherer Belastung verschwindet diese kurze Unterbrechung, vgl. Einschwingvorgang). Die schraffierten Flächen oberhalb und unterhalb der Nullinie stellen die während einer Sechstelperiode zu- bzw. abfließenden Ladungen dar, sie sind im eingeschwungenen Zustand gleich. Übrigens erkennt man deutlich, daß die Spannung am Ladekondensator der Leerlaufspannung nacheilt.

In Bild 4 sind die Lastcharakteristiken der beiden betrachteten Netzteile gegenübergestellt, d.h. Maxima und Minima der Spannung am Ladekondensator in Abhängigkeit vom Laststrom. Das obere Kurvenpaar bezieht sich auf das *Alinco*-Netzteil, das untere Kurvenpaar auf das von mir gebaute. Es fällt auf, daß bei letzterem die Welligkeit bei ansteigender Last nur geringfügig zunimmt (dies erkennt man auch an einer Sequenz von Simulationen, die aus Platzgründen hier entfallen muß). Selbst bei Vollast (44A) bleibt die Welligkeit knapp unter 0.6V Spitze-Spitze, etwa einem Neuntel der Welligkeit beim Vergleichsnetzteil. Der Ladekondensator ist in beiden Fällen mit 1mF je 1A ausgelegt. Die 3-fache effektive Frequenz der Dreiphsengleichrichtung ist für die Reduzierung der Welligkeit um den Faktor 3 verantwortlich, die ständige Ladungszufuhr für die nochmalige Reduzierung um etwa den gleichen Faktor.

Beim hier beschriebenen Drehstromnetzteil sinkt die Minimalspannung am Ladekondensator bei Vollast auf auf 16.5V ab. Im Leerlauf stellen sich 19.8V ein, also nur der 1.2-fache Wert. Ohne zusätzliche Schutzmaßnahmen würden beim Durchschlagen eines Längstransistors 19.8V am Ausgang liegen. Das ist der 1.43-fache Wert der Nennausgangsspannung. Der angeschlossene Transceiver hätte eine Überlebenschance.

Gesamtschaltung

Bild 5 zeigt das Gesamtschaltbild. Die Netzspannung gelangt über Schalter, Sicherungen (U.S.-Norm, 500V) und Störschutzdrosseln zum Trafo in Stern-Dreieck-Schaltung. Die in Dreieck geschalteten MP-Kondensatoren dienen als Phasenschieber und zur Störunterdrückung. Der vakuumgetränkte Transformator ist mit den 3 auf einem Kühlkörper montierten Brückengleichrichtern (es sind jeweils 2 Dioden parallel geschaltet) zu einer Baugruppe verbunden (und wurde komplett verdrahtet geliefert). Das Netzteil ist für den Betrieb von 2 (oder mehr) Transceivern vorgesehen. Es erschien daher naheliegend, 2 getrennte, jeweils für 20A ausgelegte (oberspannungsseitig abgesicherte) Spannungsstabilisierungen vorzusehen. Die Strombegrenzung setzt bei 22A ein. Die Aufteilung in 2 Stabilisierungen hat u.a. den Vorteil, daß bei einem Defekt im Transceiver oder in den Kabeln der Strom auf 22A begrenzt bleibt. Die oft in den Anschlußkabeln der Transceiver integrierten Sicherungen, die den Innenwiderstand der Stromversorgung nicht unwesentlich erhöhen, werden dadurch überflüssig.

Da der Trafo nur für 30A Nennbelastung dimensioniert ist, sollte die Summe der Ausgangsströme diesen Wert nicht längere Zeit überschreiten.

Stabilisierung

Die Spannungsstabilisierung (Bild 7) verwendet den L200 *(SGS/ATES)* und 4 Längstransistoren 2N5885 *(Motorola)*, deren Stromverstärkung bei 100 liegt (der 2N3055 hat sich wegen zu geringer Stromverstärkung und zu hohem Basis-Emitter- Widerstand als ungeeignet erwiesen). Die Schaltung entspricht etwa der in der *SGS/ATES*-Applikation empfohlenen. Der Transistor zur Strombegrenzung (BC108) ist aus Sicherheitsgründen doppelt vorgesehen. Zu seiner Ansteuerung wird der Spannungsabfall von je 2 Emitterwiderständen gemittelt. Der in der Applikation nicht erwähnte Kondensator zwischen dem Kollektor des BC108 und Masse verhindert wilde Schwingungen beim Übergang in die Strombegrenzung. Hinzugefügt wurde ferner eine Schaltungsanordnung zur Reduzierung des Laststroms bei abnehmender Klemmenspannung. Unterhalb 11.5V geht der Strom von 22A auf 4A bei Kurzschluß (Klemmenspannung 0V) zurück. Auf diese Weise wird eine thermische Überlastung der Längstransistoren vermieden.

Wie bereits erwähnt, stehen bei Vollast (44A) am Ladekondensator 16.5V zur Verfügung. Durch den Widerstand der Verkabelung einschließlich Sicherung und Ampèremeter vermindert sich

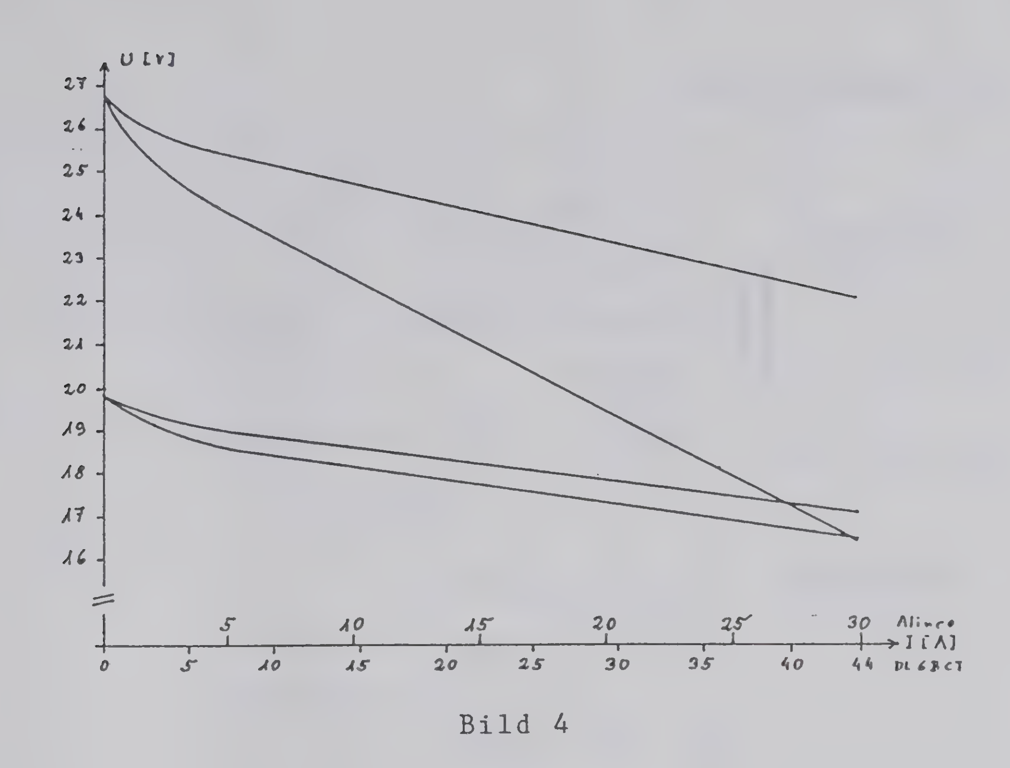


Bild 4

Netzteil 3x400V / 13.8V, 2x20A

DL6BCT

Bild 5

Strombegrenzung: je 22 A

Kurzschlußstrom: je 4 A

Nennbelastung: insges. 30 A

Leistungsaufnahme
bei Nennbelastung: 665 W

(entspricht 62 % Wirkungsgrad)

Hilfsspannung (ca. 3V)

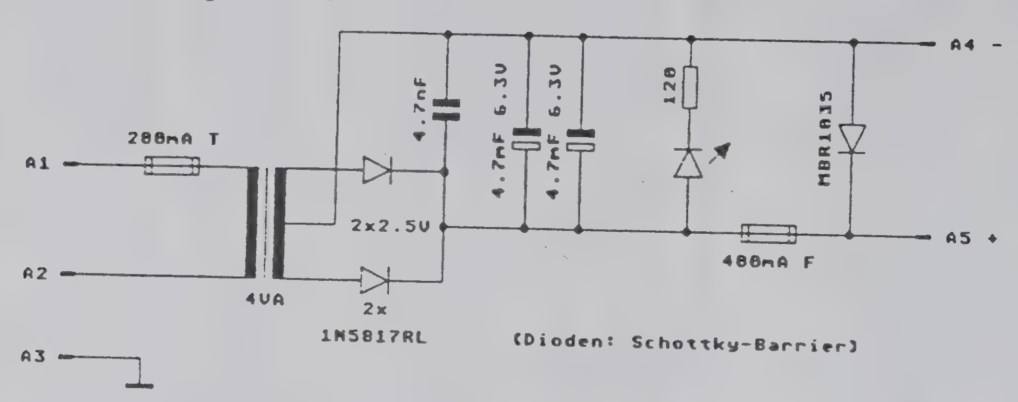


Bild 6

Stabilisierung

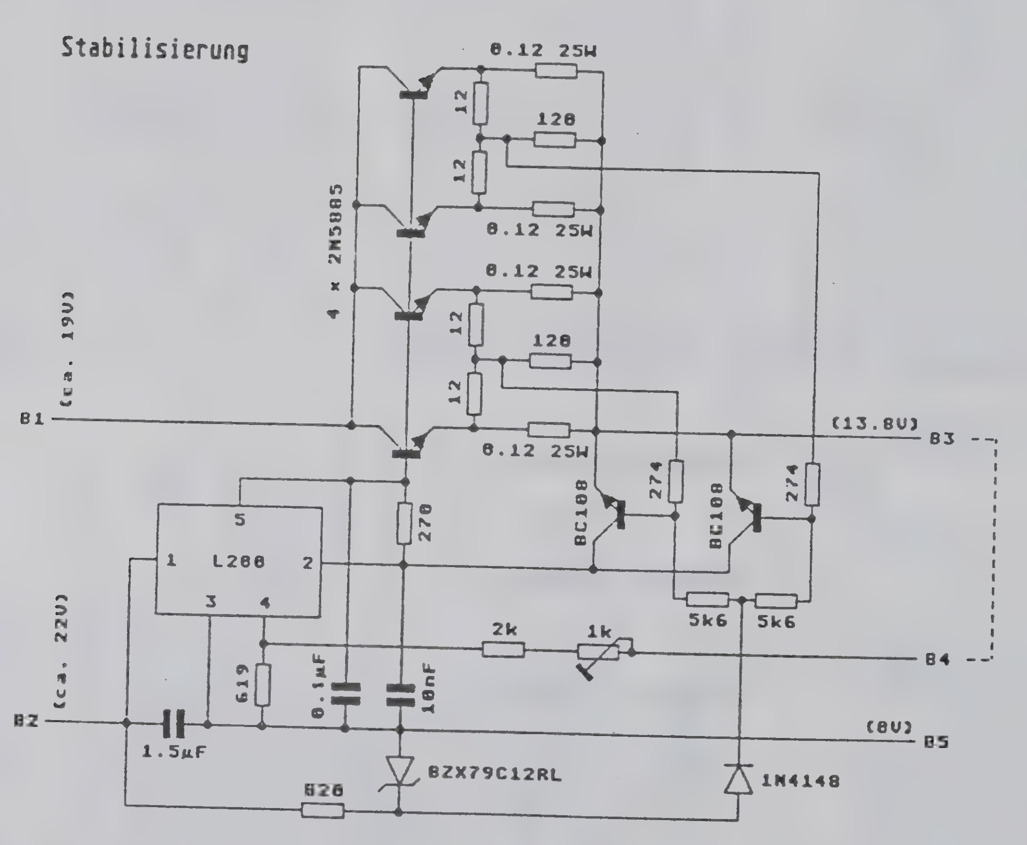


Bild 7

Schutz gegen Überspannung

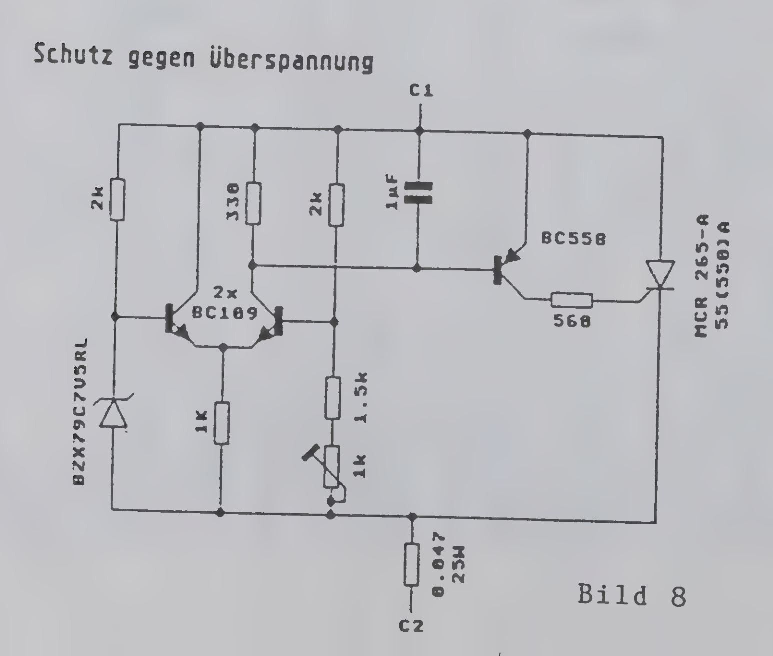


Bild 8

dieser Wert an den Kollektoren der Längstransistoren auf 16.1V. Diese Spannung würde nicht mehr zum Betrieb des L200 ausreichen. Deshalb ist für jede Stabilisierung ein Hilfsnetzteil (Bild 6) mit eigenem Trafo vorgesehen, der aus der Niederspannung des Haupttransformators gespeist wird.

Schutz gegen Überspannung

Beide 13.8V-Ausgänge sind durch eine bei 14.5V auslösende Thyristorschaltung (Bild 8) geschützt. Schlägt ein Längstransistor durch, so fließen maximal 75A. Die oberspannungsseitige 20A-Sicherung (U.S.-Norm) trennt dann nach ca. 2 Sekunden.

Mechanischer Aufbau

Das Netzteil ist in einem großen, aus Aluminium-Winkelrofil gefertigtem Rahmen untergebracht. Die Transformator-Baugruppe ist fest eingebaut und zwar in der Nähe der Frontplatte, weil so die Länge der Niederspannungsverkabelung am geringsten ist. Dahinter befinden sich die beiden isoliert angebrachte Kühlkörper (150 x 38 x 232mm, 0.5K/W), auf der jeweils 4 Längstransistoren leitend montiert sind. Auf dem Kühlörper ist der L200 isoliert montiert, darüber auf Distanzstücken die Platine mit den übrigen Bauteilen der Regelung. Die Hilfsnetzteile sind seitlich angeordnet und über Stecker verbunden. Die Schutzschaltungen befinden sich an der Innenseite der Rückplatte, die auch alle Anschlüsse trägt. Alle Baugruppen lassen sich ohne Zuhilfenahme eines Lötkolbens ausbauen.

Der Rahmen ist mit geschlossenen Seitenblechen und 2 perforierten Deckblechen (Luftdurchlaß je 231 cm^2) aus Aluminium versehen und ist unten offen. Dies ermöglicht ausreichende Konvektionskühlung. Um den Lufteintritt nicht durch eine Tischplatte zu behindern, ruht das Gerät auf einem seitlich am Shacktisch angebrachten Rahmen.

Die für den mechanischen Aufbau benötigten Aluminiumteile wurden in einer gut eingerichteten Werkstatt gefertigt bzw. bearbeitet und vor dem Zusammenbau eloxiert. An dieser Stelle möchte ich Karl-Heinz, DG7BP, dafür danken, daß er mir diese Arbeiten ermöglichte.

Erfahrungen

Das Netzteil ist seit April 92 in Betrieb (versorgt 3 UKW- Transceiver) und arbeitet einwandfrei. Mit HF-Einstrahlung (einschl. KW) gibt es keine Probleme. Es kam nie zu einer Fehlauslösung der Überspannungsschutzeinrichtung (etwa durch Ein- oder Ausschalten benachbarter Geräte). Im Standby-Betrieb (ca. 3A Belastung) wird das Blechpaket des Transformators handwarm (bekanntlich treten im Leerlauf die höchsten Eisenverluste auf). Das Brummen des Trafos ist kaum hörbar.

Nachbau

Wie eingangs erwähnt, versteht sich dieser Bericht nicht als Bauvorlage, weshalb auf Maßzeichnungen und Platinen-Layouts verzichtet wird. Der Zuhörer/Leser möge angeregt werden, selbst ein seinen Wünschen entsprechendes Netzteil zu entwerfen und zu bauen. Ich bin bereit, dazu weitere Hinzweise zu geben (z.B. zur Beschaffung des Drehstromtransformators).

Die hier dargelegten Konstruktionsüberlegungen lassen sich selbstverständlich auch auf Netzgeräte etwas höherer Spannung (z.B. für 28V) übertragen.

Dr. Jochen Jirmann, DB 1 NV
Gartenweg 17
W-8627 Redwitz

Fractional-N-Synthese

Zusammenfassung: Die Fractional-N-Technik erlaubt es, mit einem konventionellen Einschleifen-Synthesizer extrem feine Schrittweiten von unter 1 Hz zu erreichen, ohne Kompromisse bei der Nebenwellenunterdrückung oder der Einschwingzeit eingehen zu müssen. Die Vorteile des Fractional-N-Synthesizers sind so bestechend, daß er in fast allen HF-Meßgeräten der Entwicklungszeit nach 1980 verwendet wird. In der Amateurtechnik ist das Verfahren kaum bekannt und der Versuch einer Realisierung mit Amateurmitteln wurde als zwecklos angesehen. Experimente des Verfassers zeigen, daß mit unkonventionellen Lösungsansätzen z.B. ein kompakter Synthesizer mit 2 MHz Abstimmbereich und 0,4 Hz Auflösung mit Bauteilen von der Stange realisierbar ist, wobei die gesamte Schaltung auf einer Eurokarte Platz findet.

Aufbau eines Einschleifen-Synthesizers

Einschleifen-Synthesizer mit Frequenzrastern von 10 bis 25 kHz kommen nicht nur in FM-Kanalfunkgeräte zur Anwendung, sondern bilden die Basis für Mehrschleifen-Konzepte in Allmode-Geräten. Nach Bild 1 besteht ein Einschleifen-Synthesizer mindestens aus sechs Baugruppen: einem Referenzoszillator mit nachgeschaltetem Teiler, einem VCO (spannungsgesteuerten Oszillator), einem Phasenvergleicher mit nachgeschaltetem Tiefpaßfilter/Regelverstärker sowie einen einstellbaren Frequenzteiler zwischen VCO und Phasendetektor.
Die Referenzfrequenz wird gleich dem gewünschten Rastpunktabstand (z.B. 25 kHz) gewählt und durch entsprechende Wahl des Teilerfaktors kann man jedes ganzzahlige Vielfache der Referenzfrequenz einstellen. Der VCO wird entsprechend dem geforderten Abstimmbereich dimensioniert und das Tiefpaßfilter im Regelverstärker ist im Tastverhältnis 1:1 eine mittlere Ausgangsfrequenz von 10.005 MHz. Bei einer Einstellung auf 9 Zeiteinheiten N und eine Zeiteinheit N+1 erhält man eine Ausgangsfrequenz von 10.001 MHz. Da aber der Phasendiskriminator nie die Referenzfrequenz angeboten bekommt, sondern eine zu hohe oder zu niedrige Frequenz, so wird sich eine Regelspannung ausbilden, die den VCO nachzuziehen versucht. Ist die Regelschleife schnell genug, so wird der VCO zwischen beiden Frequenzen hin- und herspringen. Macht man die Regelschleife langsam, so mittelt der Regelverstärker die Schwankungen aus, das Einschwingverhalten wird aber träge. Im Endeffekt ergibt sich gegenüber einer PLL mit einer niedrigeren Referenzfrequenz und damit einer feineren Auflösung kein nennenswerter Vorteil. Mit Zusatzaufwand ist es zwar möglich, bei einem Frequenzwechsel zunächst mit kleiner Regelzeitkonstante die nächste im Kanalraster liegende Frequenz einzustellen und dann die Interpolationslogik mit großer Regelzeitkonstante zu aktivieren. Das Ergebnis steht jedoch in keinem Verhältnis zum Aufwand.

Fractional-N-Synthese

Synthesizer mit gebrochenen Teilverhältnissen (Fractional-N-Synthesizer) verwenden die oben vorgestellte Idee der zyklischen Umschaltung zwischen N und N+1, um zwischen den durch N vorgegebenen Frequenzen zu interpolieren. Der entscheidende zusätzliche Gedanke ist, die am Ausgang des Phasendiskriminators entstehende periodische Störspannung zu kompensieren anstatt sie auszufiltern. Damit bleiben die Eigenschaften des Grundsynthesizers mit hoher Vergleichsfrequenz erhalten, während die Fractional-N-Technik die feine Interpolationsauflösung liefert.
Bild 2 zeigt einen ersten Lösungsansatz: Ein normaler Synthesizer bildet das Grundgerüst; zwischen VCO und Einstellbarem Frequenzteiler ist eine Schaltung eingefügt, die ich salopp als "Pulsklauschaltung" bezeichnen möchte. Sie schneidet aus dem vom VCO kommenden Signal genau eine Periode heraus, wenn sie aktiviert wird. Wenn in einer Zählperiode des Einstellteilers die Schaltung einmal aktiviert wird, muß der VCO in dieser Zeit statt N dann N+1 Impulse erzeugen. Die Pulsklauschaltung bewirkt daher die Umschaltung des Teilers zwischen N und N+1, ohne daß der Teiler neu programmiert werden muß. Das Umschalten wird von einem ebenfalls neuen Schaltungsblock gesteuert, der Ablaufsteuerung.

Bis hier entspricht der Aufbau einem Synthesizer mit digitaler Interpolation.

Die Ausgangsspannung des Phasenvergleichers enthält nun infolge des periodischen Umschaltens zwischen N und N+1 einen Wechselspannungsanteil, der den VCO in störender Weise modulieren würde. Um diesen Störanteil zu kompensieren, ist zwischen Phasendiskriminator und Regelverstärker eine Addierstufe eingefügt, die ihr Signal von einem Digital/Analogwandler erhält. Der D/A-Wandler wird von der Ablaufsteuerung mit den digitalen Kompensationsinformationen versorgt.

In der Literatur steht über die Gewinnung des Kompensationssignals nur, daß es sich aus der Interpolationsfrequenz errechnen läßt. Um den Ablauf zu verstehen und damit die Ablaufsteuerung entwerfen zu können, gehen wir von folgendem Gedankenexperiment aus: Der Synthesizer arbeite auf einer Ausgangsfrequenz von 10.001 MHz und einer Phasenvergleichsfrequenz von 100 kHz; der Einstellteiler sei auf N = 100 programmiert.

Normalerweise ist diese Einstellung nicht stabil und der Phasenvergleicher wird den VCO auf 10.000 MHz ziehen. Halten wir den VCO auf seiner Frequenz fest, so wird die Phasendifferenz zwischen seinem heruntergeteilten Signal und der Referenzfrequenz mit jeder Referenzperiode wachsen. Da der VCO höher schwingt als es dem Kanalraster entspricht, stellt sich am Phasendiskriminator-Ausgang eine negativ gerichtete Treppenspannung ein, die den VCO abwärts ziehen will. Ohne weitere Maßnahmen läuft die Treppenspannung gegen die untere Aussteuergrenze des Phasendiskriminators. Blendet man aus dem VCO-Signal aber mit Hilfe der Pulsklauschaltung einen Impuls aus, so wird die Phase des geteilten VCO-Signals ein Stück zurückgeschoben, die Ausgangsspannung des Phasenvergleichers springt ein Stück nach oben und bleibt in seinem Arbeitsbereich. Die Ablaufsteuerung muß daher periodisch die Impulsklauschaltung aktivieren und so den Phasenvergleicher im Arbeitsbereich halten. Das durch die Umschaltung zwischen N und N+1 verursachte Störsignal ist demnach ein Sägezahn, dessen Amplitude von der Höhe des Phasensprunges bei der N/N+1-Umschaltung und damit vom Teilerfaktor N abhängt.

Die Kompensation der Störung gelingt dann, wenn der D/A-Wandler einen gleich großen, aber um 180 Grad verschobenen Sägezahn erzeugt; der Regelverstärker registriert die Summe beider Signale, was im Idealfall ein Gleichanteil ist und hält den VCO auf der Frequenz von 10.001 MHz, also zwischen den Rastpunkten des Synthesizers fest.

Die Ablaufsteuerung wird nach einem Verfahren realisiert, das unter dem Namen Phasenakkumulation bekannt ist. Die Blockschaltung in Bild 3 zeigt, daß ein sogenannter Phasenakkumulator so mit einem Addierer gekoppelt ist, daß sein Inhalt periodisch um den Inhalt des Frequenzregisters (es enthält den gebrochenen Anteil des Teilerverhältnisses) inkrementiert wird. Dieser Vorgang wiederholt sich bei jedem Überlauf des Frequenzteilers. Der Überlauf des Addierers steuert die Impulsklauschaltung an und die oberen Bits des Phasenakkus bilden die Eingangssignale des D/A-Wandlers zur Störsignalkompensation. Wie bereits erwähnt, ist das Kompensationssignal noch mit dem eingestellten N-Teilerverhältnis zu multiplizieren; das wird am einfachsten durch eine überlagerte Impulsbreitenmodulation bewerkstelligt. Man kann z.B. die Einschaltzeit des Kompensationssignales proportional zur Periodendauer des VCOs steuern. Bei hohem N und damit hoher VCO-Frequenz ergibt sich dann automatisch eine kleinere Einschaltdauer des Kompensationssignales.

Die Wortbreite des Phasenakkumulators entspricht der Anzahl der "gebrochenen" Frequenzschritte zwischen zwei N-Stufen. Will man z.B. 100 gebrochene Frequenzschritte zwischen den Raststufen einfügen, so hat der Phasenakku eine Wortbreite von zwei Dezimalen. Die Funktionsweise der Phasenakkumulation wird mit folgender Tabelle verdeutlicht. Hier ist eine Wortbreite von einer Dezimale angenommen und die Phasenakku-Inhalte werden für zwei Frequenzeinstellungen, nämlich für einen gebrochenen Anteil von 0.2 und von 0.6 dargestellt.

Bei den mit einem Stern bezeichneten Additionen tritt ein Überlauf auf, der über die Impulsklauschaltung die Umschaltung auf das Teilerverhältnis N+1 für einen Referenzzyklus auslöst. Im linken Beispiel wird in einem von fünf Zyklen auf N+1 geschaltet, was einem mittleren Teilerfaktor von N + 0.2 entspricht, im rechten Beispiel erfolgt die Umschaltung in drei von fünf Zyklen, was einer Teilung von N + 0.6 entspricht. Im linken Beispiel ist auch der sägezahnförmige Verlauf der Phasenakku-Inhalte und damit des Korrektursignals zu erkennen. Im rechten Fall ist der Verlauf des Korrektursignals weniger nachvollziehbar.

Referenzperiode:	Phasenakku-Inhalte	
	F = 0.2	F = 0.6
1	0	0
2	2	6
3	4	2 *
4	6	8
5	8	4 *
6	0 *	0 *
7	2	6
8	4	2 *
9	6	8
10	8	4 *
11	0 *	0 *
12	2	6
13	4	2 *
14	6	8
15	8	4 *

Wie man sieht, ist die Zusatzelektronik eines Fractional-N-Synthesizers mit Standardschaltungen zu realisieren, der Aufwand an Digitaltechnik ist aber beträchtlich. Deshalb werden die digitalen Funktionsblöcke in Industrieschaltungen in einem kundenspezifischen Schaltkreis (ASIC = Application Specific Integrated Circuit) zusammengefaßt.
Da der ASIC-Weg dem Normal-Amateur nicht offensteht, hat diese Schaltungstechnik bisher wenig Beachtung gefunden. Der Verfasser hat einen Weg erprobt, die Digitallogik mit dem ASIC des kleinen Mannes, einem Einchip-Mikrocontroller zu realisiseren.
Wählt man einen Phasenakku mit 16 Bit Wortbreite, so sind die nötigen Rechnungen mit einem 87C51-Mikrocontroller in ca 17 Befehlen zu erledigen, was bei 12 MHz Taktfrequenz rund 20 usec dauert. Wählt man die Phasenvergleichsfrequenz zu 25,6 kHz, so hat der Mikrocontroller auch noch Zeit, z.B. einen Inkrementalgeber abzufragen und eine Anzeige zu steuern. Wer mit höheren Phasenvergleichsfrequenzen arbeiten möchte, kann z.B. auf die schnellen Versionen der 80C51-Familie zurückgreifen, die inzwischen bis 30 MHz Taktfrequenz verfügbar sind; als letzte Lösung bleibt auch noch ein 16Bit-Mikrocontroller wie z.B. der 80C166 von Siemens.
Beim Aufbau und Test des Prototyp-Synthesizers zeigte sich das Hauptproblem einer zufriedenstellend arbeitenden Fractional-N-Synthese: da viele Schaltvorgänge so langsam ablaufen, daß sie innerhalb der Regelbandbreite der PLL liegen, sind extreme Anforderungen an die Entkopplung der einzelnen Baugruppen zu stellen, der Aufwand hierfür ist eine Größenordnung höher als bei einem "normalen Synthesizer".
Die Schaltungsdetails des in Bild 4 dargestellten Prototyps werden im Vortrag erläutert. Diese Schaltung ist aber nicht als ausgefeilte Bauanleitung zu verstehen, sondern eher als Anregung für eigene Experimente.

Referenzoszillator Teiler

f_R

Phasenvergleicher φ

f_V

Einstell - Teiler : N

Pulsausblendschaltung

Addierer +

D/A - Wandler Korrektursignal

Fractional - N - Steuerung : F

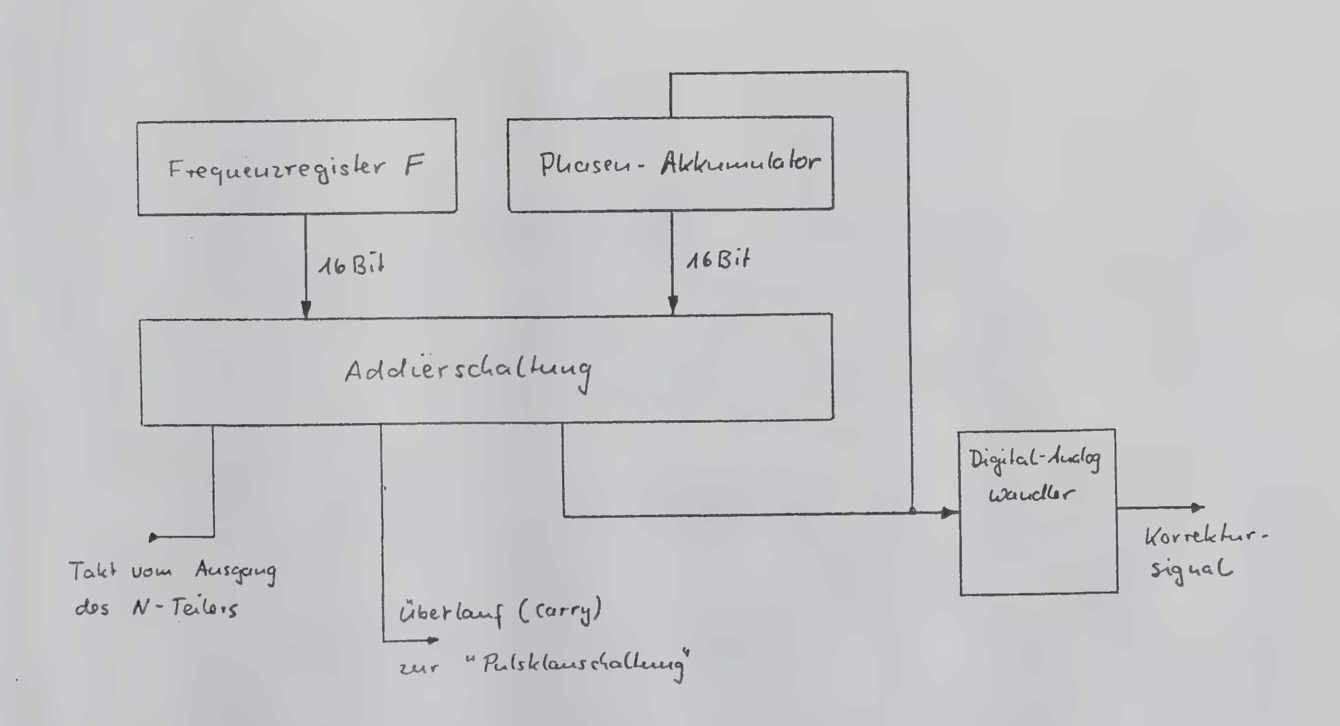
Regelverstärker

VCO

$f_A = f_R \cdot (N.F)$

Blockschaltbild Fractional - N - Synthesizer

21.04.92 DB1NV

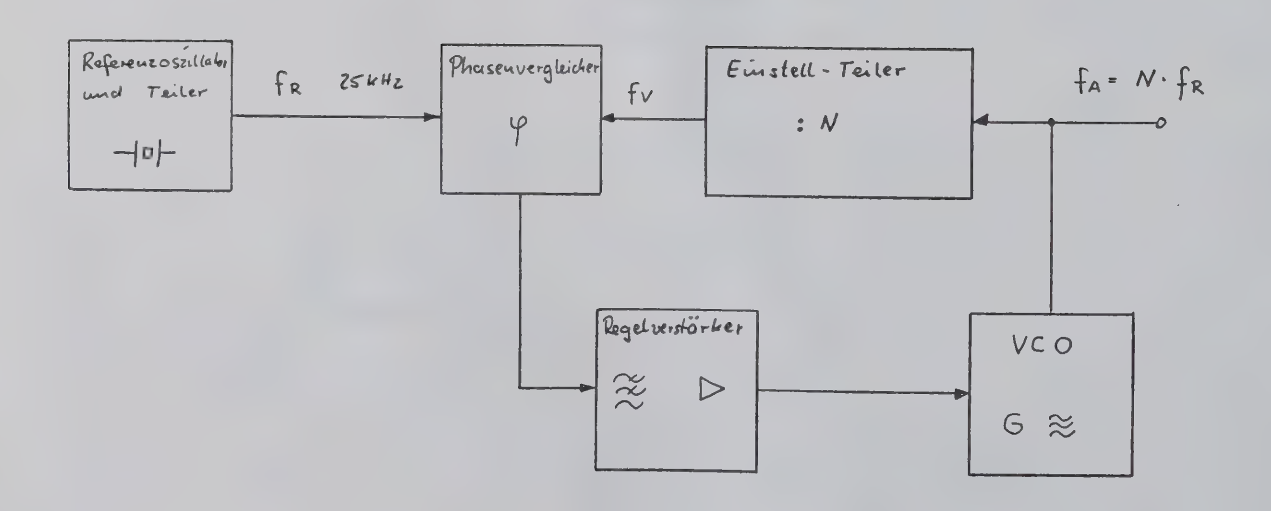


Funktionsweise des Phasenakkumulators

22.04.92 DB1NV

Fractional-N-Synthesizer 15 .. 18 MHz

01.03.92 DB1NV



Blockschaltbild PLL-Synthesizer

21.04.92 DB1NV

Einleitung

Im Bundesgebiet gehen jeden Sommer ungefähr eine Million Blitze nieder: 30.000 - 40.000 mal schlägt es ein. Dabei gibt es vor allem im Freien Verletzte und Todesopfer (über einen längeren Zeitraum zwischen 5 und 20 Todesfälle durch Blitzschlag jährlich). Tod durch Blitzschlag in einem Gebäude ist jedoch selten. Trotzdem entstehen immer wieder Unfälle, die sich durch richtiges Verhalten bei Gewitter vermeiden ließen.

Da der Blitz "kurzsichtig" ist und sich sein Ziel erst aus einer Entfernung von 10 bis 20 Metern sucht, stolpert er buchstäblich über alle Erhöhungen. Ob Buche oder Eiche, Antenne, Schornstein, Regenschirm oder Mensch - der "im Wolkenraum entstehende elektrodenlose Funkenüberschlag" (Prof. Dr. H. Irael, TH Aachen) stürzt sich mit einer Stromstärke von 20.000 bis 60.000 Ampere (im Extremfall bis etwa 200.000 A), einer Geschwindigkeit zwischen 10.000 und 100.000 Kilometern in der Stunde sowie einer Temperatur von 20.000 bis 50.000 Grad Celsius, auf seine Opfer. Als gefährlich nahe gilt ein Gewitter, wenn zwischen Blitz und Donner weniger als zehn Sekunden vergehen, dann ist es höchstens drei Kilometer entfernt. Es ist lebensgefährlich, bei Gewitter zu baden. Nicht, weil Wasser den Blitz anlockt, sondern, weil der Kopf des Schwimmers wie eine Zielscheibe aus der glatten Wasseroberfläche ragt. Auch sollte man nicht telephonieren! Ebenso gefährlich ist jede Art von Wassersport, außerdem Rad-, Motorrad- und Schlepperfahren, der Aufenthalt auf Baugerüsten, unter einzelnen Bäumen oder am Waldrand, in freistehenden Kapellen und Feldscheunen ohne Blitzschutzanlagen. Wer auf freiem Gelände vom Gewitter überrascht wird, sollte sich sofort mit angezogenen Knien und eingezogenem Kopf in eine Bodenwelle hocken. So hat der Blitz die geringste Angriffsfläche. Auch bei Wolkenbruch alleinstehende Bäume unter allen Umständen meiden. "Lieber naß als tot" ist dabei die Devise.

Gebäude mit metallischen Dachaufbauten

Als metallische Dachaufbauten kommen üblicherweise in Frage:

1. Fernseh-, Rundfunk- und Amateurfunkantennen,
2. Dachständer für Energie- und Telefonleitungen.

Antennenanlagen, die die Dachfläche überragen, sind besonders bevorzugte Einschlagstellen und müssen deshalb in die Blitzschutzanlage einbezogen werden. Wird nach dem Bau der Blitzschutzanlage später eine Antennenanlage errichtet, ist das Antennenstandrohr mit der Blitzschutzanlage zu verbinden. Antennenanlagen auf Gebäuden ohne Blitzschutzanlagen sind nach den VDE-Bestimmungen (siehe Referenzhinweise!) zu erden.

Häufig wird die Meinung vertreten, daß Antennenanlagen, die nach diesen Bestimmungen ausgeführt sind, auch eine vollwertige Blitzschutzanlage darstellen. Dies trifft nicht zu; denn weder die Dachleitungen (Auffangeinrichtungen) noch die Ableitungen und die Erdungsanlage entsprechen den Anforderungen, die nach den ABB-Bestimmungen an eine Blitzschutzanlage gestellt werden.

Die o.a. Aufbauten können den Einzugsbereich der Blitzentladung und den Einschlagspunkt maßgebend bestimmen. Liegt ein Gebäude im festgelegten Schutzraum der Antenne (nähere Hinweise im Referat) oder ist die Freileitung parallel zum First geführt und überragt ihn, schlägt der Blitz auf jeden Fall in die Antenne, die Freileitung oder in den Dachständer ein. Auf keinen Fall dürfen vorhandene Dachaufbauten als Einschlagstellen ignoriert werden.

Bei einem Einschlag in die Freileitung oder in den Dachständer werden die Niederspannungsisolatoren am Dachständer normalerweise überschlagen; auch bei einem Antenneneinschlag wird die Isolation zwischen dem Antennenträger und der Antennenleitung in aller Regel durchschlagen. **Damit werden die in das Gebäude eingeführten elektrischen Installationsleitungen an der Blitzstromführung beteiligt.** Hierzu folgt ein Diavortrag aus der Praxis! Blitzeinschlag in eine 'ungesicherte Amateurfunkstation'.

Um von allen möglichen Einschlagpunkten den Blitzstrom sicher ableiten zu können, ist es notwendig, alle vorhandenen und ergänzten Dachaufbauten potentialmäßig zusammenzuschließen. Näherungen im Gebäude müssen besonders beachtet werden, s. VDE-0185 und VDE-0100.

Referenzangaben

VDE 0100: - Bestimmungen für das Errichten von Starkstromanlagen mit Nennspannungen bis 1000 V.

VDE 0855: - Bestimmungen für Antennenanlagen, Teil 1

VDE 0185: - Blitzschutzanlagen, Allgemeines für das Errichten DIN 57 185, Teil 1/Nov. 1982.

VDE 0185: - Blitzschutzanlage. Errichten besonderer Anlagen
DIN 57 185, Teil 2/Nov. 1982.

VDE-Schriftenreihe 34, Mechanismus des Gewitters und Blitzes und Grundlagen des Blitzschutzes von Bauten.

TÜV-Informationen, Schriftenreihe der TÜV-Akademie Direktionsbereich C. 2/78.
Thema: Blitzschutz - wo und wie? 2. überarbeitete Auflage.

Dehn & Söhne, Elektrotechnische Fabrik, Fundamenterder und Potentialausgleich,
Druckschrift Nr. 304/72 und
Überspannungsschutz in Niederspannungsanlagen, Druckschrift
Nr. 308/72 Blatt 1-4

Strom, 2/79 HEAG/Darmstadt (Zschr.)

Der Blitzunfall, H. Karobath, Verlag Gerhard Witzstrock, Baden-Baden

Blitze entschärfen, Sonderdruck aus "elektrotechnik", 62, H. 5, 17. März 1980

11. Internationale Blitzschutzkonferenz München, Themengruppe 3, Praktische Blitzschutzprobleme.
HEA, e.V.-6000 Frankfurt am Main

DIN VDE 0855, Teil 1: Erdung von Antennenanlagen.
VDE-Verlag GmbH, Berlin.

Druckschrift Nr. 307: Die Erdung von Antennen nach
DIN VDE 0855/Teil 1.
Firma Dehn + Söhne, Neumarkt

DIN VDE 0185, Teil 1: Blitzschutzanlage.
VDE-Verlag GmbH, Berlin.

DIN VDE 0100, Teil 540 und 410: Erdungen, Schutzleiter, Potentialausgleich und allgemeine Schutzmaßnahmen.
VDE-Verlag GmbH, Berlin.

DIN VDE 0800, Teil 2: Erdung und Potentialausgleich.
VDE-Verlag GmbH, Berlin.

DIN VDE 0845, Teil 1: Maßnahmen gegen Überspannungen.
VDE-Verlag GmbH, Berlin.

Dehn + Söhne, Katalog UE'91 Überspannungsschutz.
Alle VDE-Bestimmungen sind zu beziehen vom:

VDE-Verlag, 1000 Berlin 12

Lieferanten von Überspannungsableitern sowie Erdungs- und Blitzschutzmaterial sind:

Fa. Dehn & Söhne, 8430 Neumarkt/Opf., Hans-Dehn-Straße 1
Tel.: 09181/7242, Telex 6-24412

Fa. Bettermann Elektro oHG, Postfach 1120, 5750 Menden 2

Fa. Hermann Kleinhuis GMbH & Co KG, Postfach 1960, 5880 Lüdenscheid

Fundamenterder und Potentialausgleich

1) Allgemeines

Im Zuge der technischen Entwicklung in Neubauten werden nicht nur Wasser-, Gas- und Starkstrominstallationen umfangreicher, es werden auch in zunehmendem Maße Zentralheizungs-, Fernsprech-, Ruf- und Antennenanlagen eingebaut. Diese Leitungs und Rohrsysteme stellen ein metallisches Netz dar, das oft ineinandergreift, teils getrennt, teils direkt oder indirekt miteinander verbunden ist.

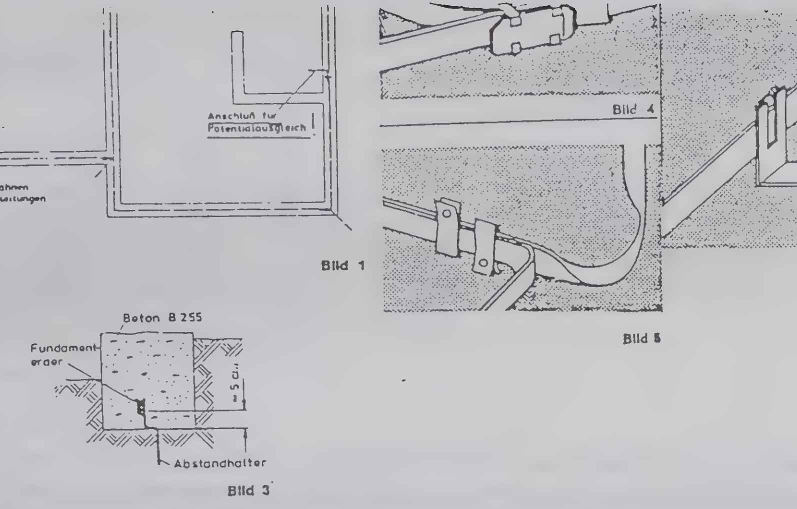
Um eine hohe Sicherheit gegen das mögliche Auftreten von gefährlichen Berührungsspannungen zu erreichen, sind alle metallisch leitenden Systeme in den sog. Potentialausgleich einzubeziehen. Der Potentialausgleich ist dann am wirksamsten, wenn er elektrisch dem Erdpotential angeglichen ist. Außerdem entsteht durch die Entwertung des Wasserrohrnetzes als Erder (zunehmende Verwendung von Kunststoffwasserleitungen) die Notwendigkeit, für jedes Gebäude eine gesonderte Erdungsanlage zu erstellen. Mit dem Fundamenterder kann auf wirtschaftliche Weise bei Neubauten eine wirksame Erdungsanlage geschaffen werden. Dieser Haus- oder Fundamenterder kann darüber hinaus auch als Erder für eine Blitzschutzanlage verwendet werden, sofern er nach den Bestimmungen des ABB ausgeführt ist. Für das Einbetten von Fundamenterdern in Gebäudefundamente sind die Richtlinien, herausgegeben vom VDEW (Verlags- und Wirtschaftsgesellschaft der Elektrizitätswerke mbH, Frankfurt/Main, Stresemannallee 23), zu beachten.

2) Ausführung

Verzinkter Bandstahl 30 x 3,5 mm, 25 x 4 mm oder verzinkter Rundstahl 10 mm Ø wird im ausgegrabenen Bankett als geschlossener Ring (Bild 1) auf Abstandshaltern Nr. 290 000 (Bilder 2 und 3) verlegt. Die Verlegung auf Abstandshaltern ist notwendig, um sicherzustellen, daß der Erder allseitig im später einzubringenden Beton eingebettet liegt.

Verbindungen können einfach und schnell mit kontaktsicheren Keilverbindern Nr. 308 001 (Bild 4) oder Federverbinder Nr. 308 000 (Bild 5) hergestellt werden. Diese Anschluß- und Verbindungselemente sind einfach zu handhaben und gewähren einen sicheren Kontakt.

Eine Anschlußfahne ist vom Fundamenterder in den Hausanschlußraum mindestens 1,5 m hochzuführen (Bild 6).



Überspannungsschutz in Niederspannungsanlagen

1) Allgemeines

Die Sicherheit der elektrischen Installationsanlage erfordert einen ausreichenden und zuverlässigen Schutz gegen Überspannungen. Dieser Schutz kann durch den Einbau von Überspannungsableitern an geeigneten Stellen erreicht werden.

VDE 0100 fordert in § 18 N einen "Schutz elektrischer Anlagen gegen Überspannungen infolge atmosphärischen Entladungen". Die hierbei unter Punkt 1.2 genannte Maßnahme, nämlich der Einbau von Überspannungsableitern an entsprechenden Stellen des Freileitungsnetzes, muß von dem zuständigen Energieversorgungsunternehmen durchgeführt werden. Leider genügt aber dieser Schutz in den weitaus meisten Fällen nicht, so daß darüber hinaus auch die Verbraucheranlage durch Überspannungsableiter geschützt werden muß.

Die Ursachen für das Auftreten gefährlicher Überspannungen in den Verbraucheranlagen können in zwei Gruppen unterteilt werden:

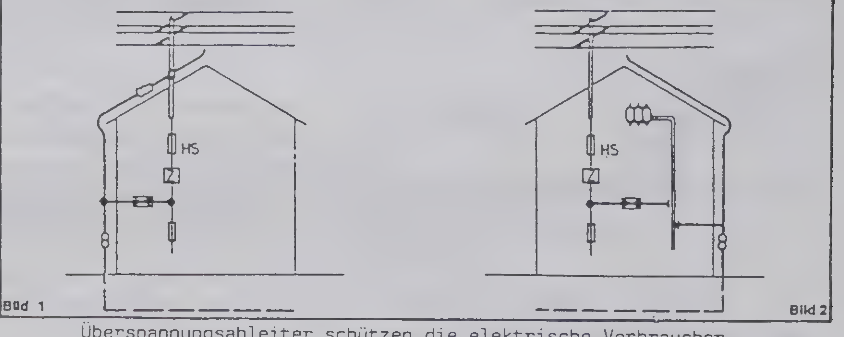
a) Überspannungen, die auf dem Wege über die elektrische Hauseinführung von außen in die Anlage eintreten. Hierunter fallen z.B. direkte oder indirekte Blitzeinschläge in die elektrische Freileitung (z.B. Niederspannungsfreileitung.

b) Überspannungen, die in der Verbraucheranlage selbst entstehen, wie z.B. Überspannungen aufgrund unzulässiger Näherungen bzw. Überspannungen, die über Blitzschutz- oder Antennenanlage in die elektrische Verbraucheranlage eindringen.

Die Bestimmungen des Ausschusses für Blitzableiterbau (ABB) geben in § 8 nähere Auskünfte über die Notwendigkeit des Einbaues von Überspannungsableitern.

über die elektrische Hauseinführung

In den ABB-Bestimmungen wird im § 8.4.4 empfohlen, an den Hauptverteilungen der elektrischen Anlage Überspannungsableiter einzubauen, da das Eindringen von gefährlichen Blitzentladungen über die Freileitung nicht auszuschließen ist. Dabei ist es wichtig, die Ableiter unmittelbar hinter dem Zähler, also der dem Verbraucher zugänglichen elektrischen Anlage, einzubauen und eine unmittelbare Verbindung zu einem niederohmigen Erder herzustellen. Es ist zweckmäßig, z.B. die Blitzschutzanlage oder die metallene Wasserleitung als Erdungsleitung zu benützen. In den Bildern 1 und 2 sind zwei Beispiele aufgeführt.



Überspannungsableiter schützen die elektrische Verbraucheranlage vor Überspannungen, die über die elektrische Freileitung in das Gebäude gelangen können.

3) Einbau von Überspannungsleiter aufgrund unzulässiger Näherungen

Die elektrische Installationsanlage ist vom Blitzschutz aus betrachtet eine grössere geerdete Anlage. Es können daher sowohl Eigennäherungen als auch Fremdnäherungen (s. ABB § 7) auftreten. Diese Näherungen sind unter allen Umständen zu beseitigen, da sonst mit frei überspringenden Blitzentladungen zu rechnen ist.

a) Eigennäherung

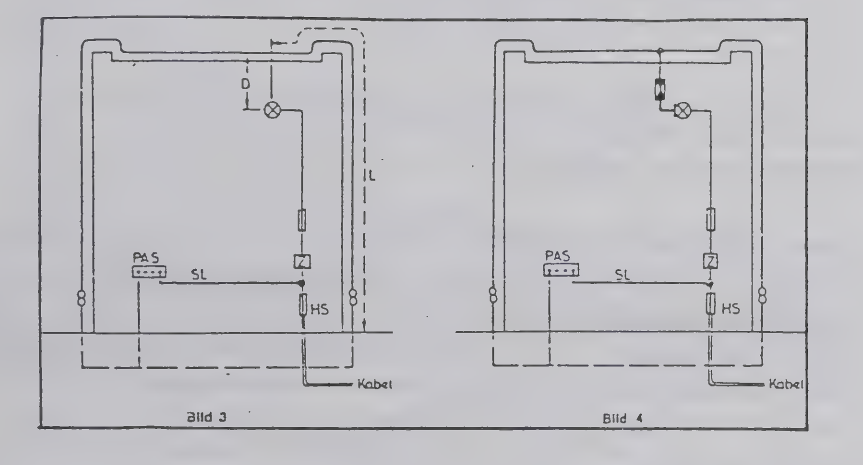
Nach ABB § 8.4.1 brauchen Eigennäherungen nur berücksichtigt werden bei:
- Gebäuden über 20 m Höhe
- feuergefährdeten Betriebsstätten und Lager
- explosionsgefährdeten Betriebsstätten und Lager
- explosivstoffgefährdeten Betriebsstätten und Lager.

Eine Eigennäherung liegt vor, wenn sich die elektrische Anlage und eine andere geerdete Anlage, die jedoch über den Schutzleiter bzw. dem Potentialausgleich mit ihr verbunden ist, auf einen unzulässigen Abstand nähert und ein Überspringen der Blitzentladung zu erwarten ist (Bild 3).

Als Bedingung gilt: $D \geq \frac{1}{20} \cdot L$

(Die Abstände D und L werden hierbei in Meter eingesetzt).

Ist diese Bedingung erfüllt, so liegt keine Eigennäherung vor. Ist der Abstand D jedoch unzulässig klein, so daß er dieser Forderung nicht mehr genügt, und ist selbst ein nachträgliches Vergrößern des Abstandes D nicht mehr möglich, so ist an der Näherungsstelle zwischen der elektrischen Anlage und der genäherten geerdeten Anlage ein Satz Überspannungsableiter einzubauen (Bild 4).



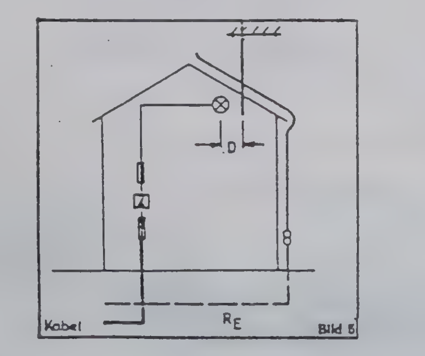
Eine Eigennäherung liegt vor, wenn

$D < \frac{1}{20} \cdot L$ beträgt.

Beseitigung der Eigennäherung durch Einbau von Überspannungsableitern an der Näherungsstelle.

b) Fremdnäherung

Eine Fremdnäherung liegt vor, wenn der Abstand zwischen der elektrischen Anlage und einer ihr genäherten, aber nicht mit ihr über einen Potentialausgleich verbundenen metallenen Anlage so klein wird, daß ein Überspringen der Blitzentladung zu erwarten ist (Bild 5).



Als Bedingung gilt: $D \geqq \frac{1}{5} \cdot R_E$

(Der Näherungsabstand D wird hierbei in Meter und der Erdungswiderstand R_E in Ohm eingesetzt).

Ist die obengenannte Bedingung erfüllt, so liegt keine Fremdnäherung vor.

Fremdnäherungen zwischen der elektrischen Anlage und anderen geerdeten Anlagen kommen in der Regel nicht oft vor, da sie bereits in den meisten Fällen über einen Potentialausgleich miteinander verbunden sind. Sind sie aber dennoch vorhanden, so sind an der Näherungsstelle Überspannungsableiter einzubauen.

4) Einbaurichtlinien

a) Vorsicherung

Der Überspannungsableiter ist so ausgelegt, daß er bei einer evtl. Überlastung von selbst auslöst (Herausspringen des roten Signalkopfes) und sich vom Netz abtrennt. Da jedoch in den meisten Fällen bei einem Ansprechen nachfolgende Kurzschlußströme aus dem Netz zu erwarten sind, muß dem Ableiter eine Vorsicherung vorgeschaltet werden, um eine weitere Überlastung zu vermeiden. Für die Typen JA 250 und JA 500 wurde diese Sicherung auf einen Maximalwert von 35 A träg festgelegt.

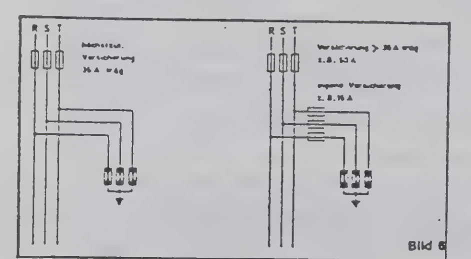


Bild 6 gibt Hinweise für das Zuordnen der Vorsicherung.

b) Berücksichtigung des Netzes

Je nach Art des Netzes und vorhandener Schutzmaßnahme sind die im Bild 7 gezeigten Überspannungsableitersätze anzuwenden.

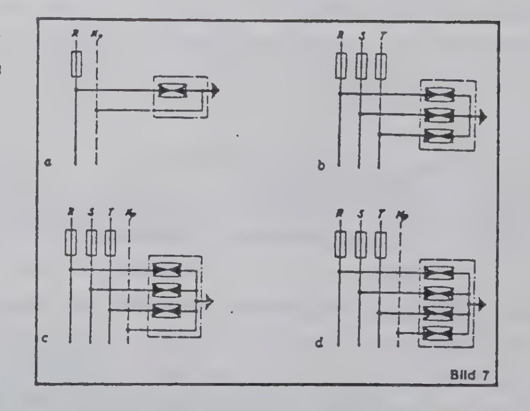
Hier bedeuten:

a - Einphasennetz mit geerdeten Mittelpunktleiter

b - Drehstromnetz ohne Mittelpunktleiter

c - Drehstromnetz mit geerdeten Mittelpunktleiter

d - Drehstromnetz mit nicht geerdeten Mittelpunktleiter



c) Erdleitung

Entsprechend den ABB-Richtlinien (§ 8.4.4) sind zum Anschluß des Überspannungsableiters folgende Mindestquerschnitte vorzusehen:

Erdungsleitung: 10 mm² Cu

Verbindung zur elektrischen Anlage: Leiterquerschnitt entsprechend der Vorsicherung

d) Überprüfung

Um den Überspannungsschutz funktionsfähig zu erhalten, müssen nach jedem Gewitter die eingebauten Ableiter und evtl. auch die Vorsicherungen überprüft werden. Durchgeschmolzene Sicherungen sowie ausgelöste Ableiter müssen ausgewechselt werden.

5) Aufbau und Wirkungsweise der Ableiter Type JA 250 und JA 500

Diese Überspannungsableiter bestehen im Prinzip aus drei Teilen: (Bild 8)

1. der Funkenstrecke (1)
2. dem spannungsabhängigen Widerstand (2)
3. der Abschaltvorrichtung (Selbstreinigung) (3)

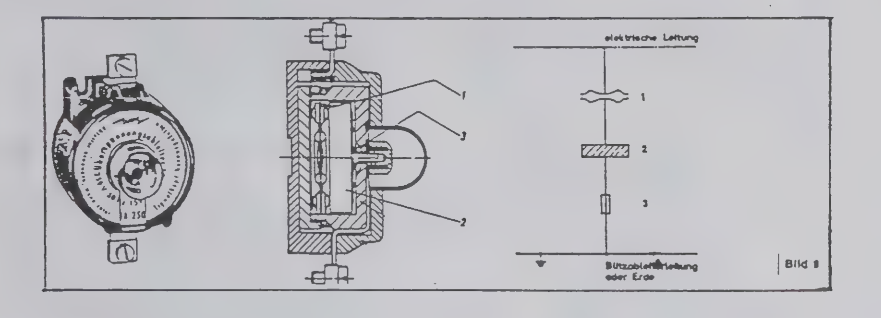


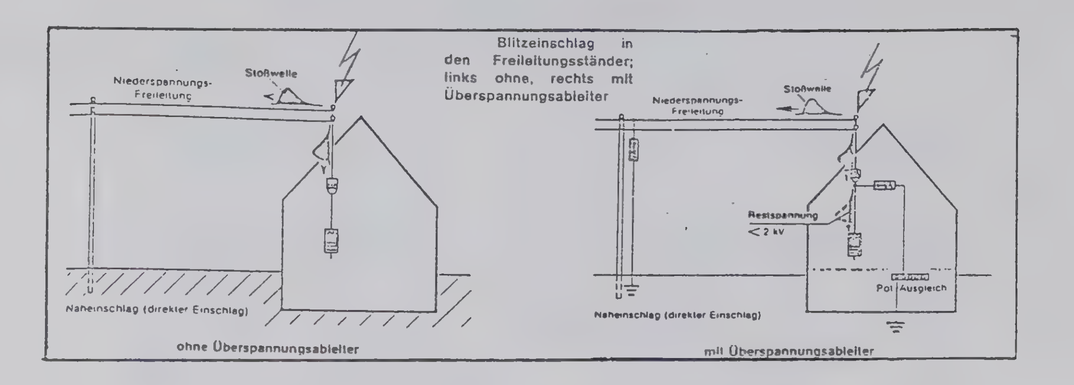
Bild 8

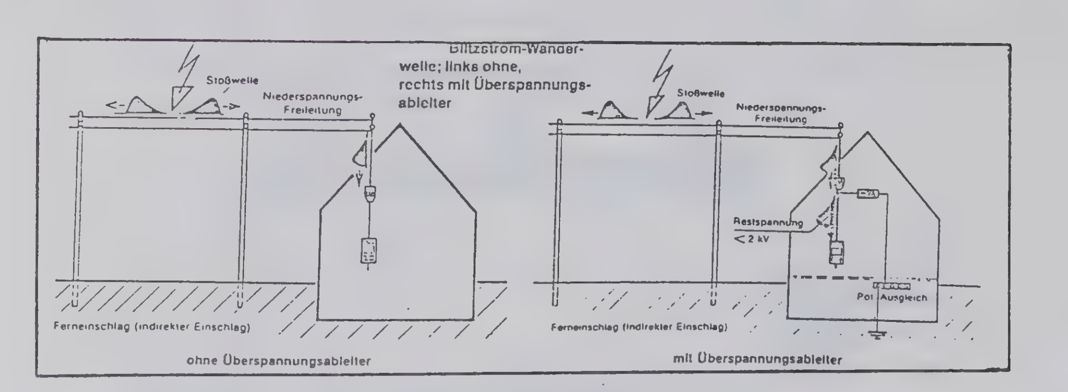
Die Funkenstrecke hat die Aufgabe, während des Normalbetriebes das erforderliche Isoliervermögen gegen Erde zu gewährleisten.

Überschreitet die ankommende Überspannungswelle die Ansprechspannung dieser Funkenstrecke, so spricht diese unverzögert an. Während des Nulldurchganges des Folgesstromes erfolgt eine selbsttätige Löschung.

Durch den Ableitstrom wird der Widerstand des spannungsabhängigen Widerstandes soweit abgesenkt, daß die Überspannung auf einen ungefährlichen Wert abfällt. Die verbleibende Restspannung liegt unterhalb der Prüfspannung von Installationsgeräten.

Unter normalen Bedingungen hält der Ableiter einigen hundert Ableitvorgängen stand. Kommt es in einem äußerst seltenen Fall zu einer Überbeanspruchung, so trennt die Selbstreinigung den defekten Ableiter vom Netz und verhindert einen Erdschluß.





Zusätzliche Hinweise:

a) Fundamenterder und Potentialausgleich

Allgemeines

In den Gebäuden bilden die Wasser-, Gas- und Zentralheizungsinstallationen zusammen mit den Starkstrom-, Antennen-, Fernsprech- und Rufanlagen ein verzweigtes Netz leitfähiger Systeme. Sie sind teils getrennt, teils unmittelbar oder mittelbar verbunden. Deshalb können Fehler oder Mängel in einem Leitungssystem ungünstige Einwirkungen auf andere Systeme haben.

Um beim Auftreten solcher Einwirkungen einen erhöhten Schutz, vor allem gegen gefährliche Körperströme, zu erzielen, wird nach VDE 0100 Teil 410 ein Hauptpotentialausgleich gefordert, der alle leitfähigen Systeme miteinander verbindet. Dieser Hauptpotentialausgleich wird durch einen in das Gebäudefundament eingelegten Fundamenterder wesentlich wirksamer. Er kann auch zum Erfüllen von Erdungsaufgaben, z. B. für Fehlerstromschutzeinrichtungen, Fernmelde-, Antennen- und Blitzschutzanlagen herangezogen werden. Für diese Fälle muß beim Einbringen des Fundamenterders darauf geachtet werden, daß der Erder für diese Aufgaben geeignet ist, z. B. Anschlußfahnen für die Blitzschutzanlage.

Aufbau eines Fundamenterders

Material

Bandstahl mindestens 30 mm × 3,5 mm, 25 mm × 4 mm oder Rundstahl mindestens 10 mm Durchmesser.

Einlegen in das Fundament

Der Stahl ist als geschlossener Ring in die Fundamente der Außenmauern der Gebäude unterhalb der Isolierschicht zu legen. Der Stahl wird so eingebracht, daß er mindestens 5 cm über der Fundamentsohle zu liegen kommt. Durch geeignete Mittel, z. B. Abstandhalter kann sichergestellt werden, daß der Stahl beim Einbringen des Betons so gehalten wird, daß er allseitig von Beton umhüllt wird und dadurch gegen Korrosion geschützt ist.

Bei Fundamenten aus bewehrtem Beton wird der Stahl auf die Sauberkeitsschicht gelegt und mit der Bewehrung verbunden.

Dehnungsfugen sind innerhalb des Gebäudes aber außerhalb des Betons durch Dehnungsbänder zu überbrücken.

Bei Stahlskelettbauten dient die Stahlkonstruktion als Erder.

Verbindungsstellen:

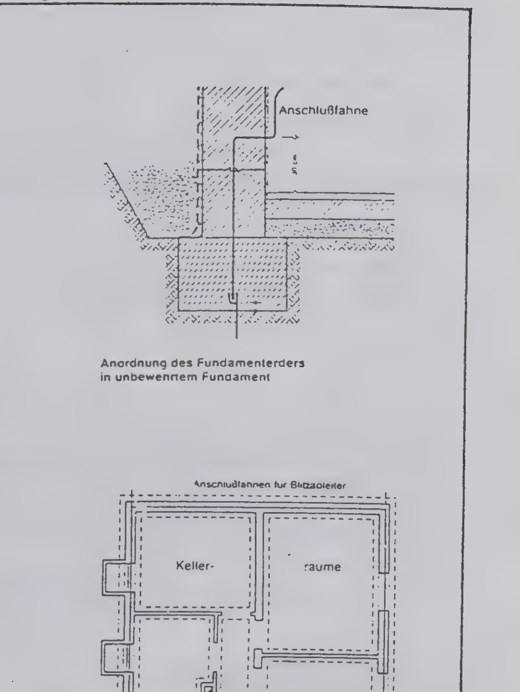
Schweiß-, Schrauben-, Keil- und Federverbindungen geben eine gute und zuverlässige Verbindung. Würgeverbindungen sind unzulässig.

Anschlüsse

Die Anschlußfahnen werden etwa 0,30 m über dem Kellerboden herausgeführt und sollen sowohl bei Erdkabel- als auch bei Freileitungs-Hausanschlüssen in der Nähe des Wasser-Hausanschlusses liegen, im allgemeinen im Hausanschlußraum.

Anschlußfahnen aus verzinktem Stahl von Fundamenterdern zu Ableitungen (Erdungsleitungen) sollen innerhalb der Außenwand (bei Mauerwerk mit einer Umhüllung gegen Korrosion) bis oberhalb der Erdoberfläche verlegt werden.

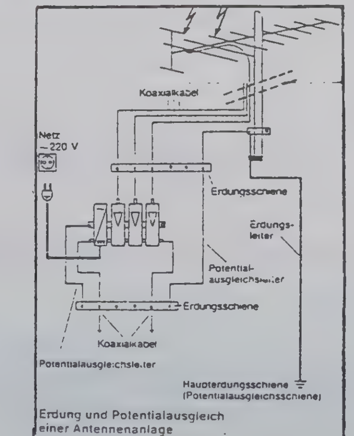
Die Anschlußfahnen sollen auffällig gekennzeichnet werden, damit sie nicht während der Bauzeit versehentlich abgeschnitten werden.



Anordnung des Fundamenterders in unbewehrtem Fundament

Verlegung eines Fundamenterders

Mindestabstände von Antennen zu Starkstromfreileitungen



Erdung und Potentialausgleich einer Antennenanlage

Werkstoffe

Für Erdungsanlagen wird hauptsächlich Rundstahl (stark verzinkt!) nach DIN 1548 mit 10 mm Ø oder Bandstahl (stark verzinkt!) nach DIN 48801 30 mm x 3,5 mm verwendet. Kupfer wird nur in Sonderfällen benutzt. Aluminium ist in jeder Form unzulässig. Die Verbindungen einer Blitzschutzerde zur Trennstelle im oberirdischen Teil soll möglichst über eine Erdeinführungsstange nach DIN 48850 erfolgen. Schutzrohre sind nicht zu verwenden.

Erdungsleiter

	Werkstoff	außerhalb von Gebäuden	innerhalb von Gebäuden
Gebäude mit Blitzschutzanlage	Kupfer oder Stahl verzinkt	Volldraht mit 8 mm Durchmesser oder Band mit 20 x 2,5 mm Querschnitt	nicht zu empfehlen, Mindestmaße wie außerhalb von Gebäuden
Gebäude ohne Blitzschutzanlage	Kupfer	Volldraht mit Kunststoff-Isolierung (z. B. Typ NYY) mit 10 mm² Querschnitt	Volldraht, blank, mit 10 mm² Querschnitt
	Aluminium	wie Kupfer jedoch 16 mm² Querschnitt	wie Kupfer jedoch 16 mm² Querschnitt

Der Erdübergangswiderstand einer Einzelerde darf 5 Ohm nicht überschreiten.

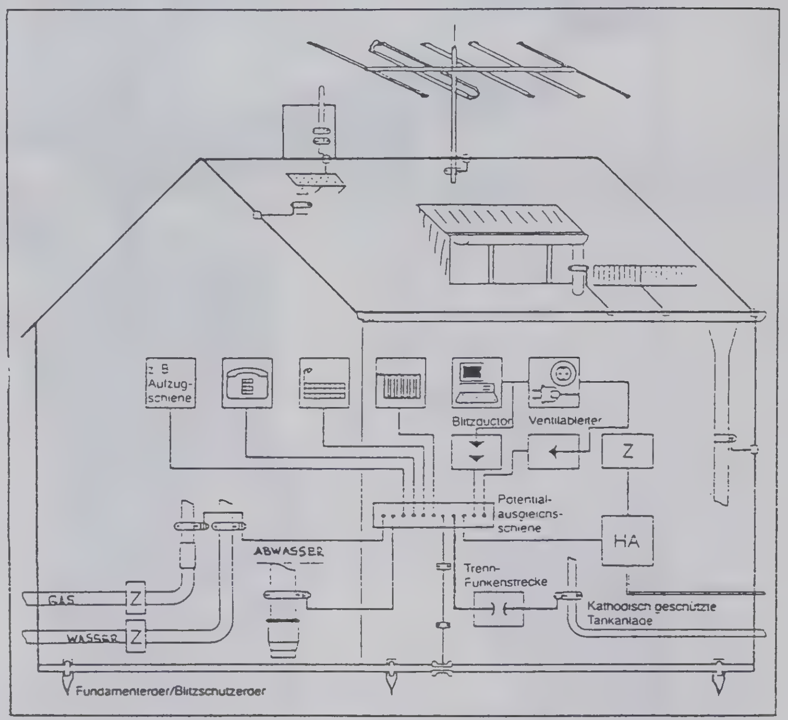
Höhe des Erdungswiderstandes aus ABB.

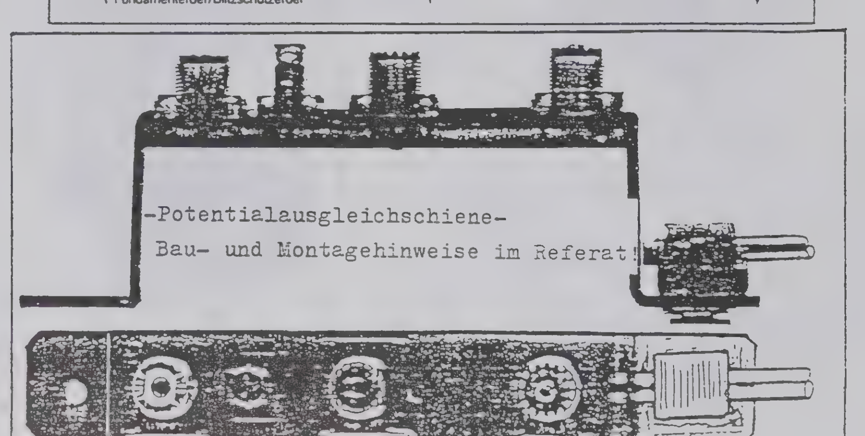
Bodenart	Spez. Widerstand	Erdungswiderstand Ω					
		Staberder		Banderder			Ringerder
	Ωm	3 m	6 m	5 m	10 m	20 m	20 m Ø
Moorboden, Sumpf, Humuserde in feuchter Lage	30	10	5	12	6	3	1
Lehmboden, Tonboden, Ackerboden	100	33	17	40	20	10	4
Sandiger Lehm	150	50	25	60	30	15	5
Sandboden feucht	200	66	33	80	40	20	7
Sandboden trocken	1000	330	165	400	200	100	32
Kies feucht	500	166	83	200	100	50	16
Kies trocken	1000	330	165	400	200	100	32
Steiniger Boden	3000	1000	500	1200	600	300	95
Beton							
Zement, rein	50	—	—	20	10	5	1,7
1 x Zement + 3 x Sand	150	—	—	60	30	15	5
1 x Zement + 5 x Kies	400	—	—	160	80	40	13
1 x Zement + 7 x Kies	500	—	—	200	100	50	17

BLITZSCHUTZ

ÄUSSERER + INNERER

ÜBERSPANNUNGS-SCHUTZ





DJ5EP

An 15 bis 35 Tagen im Jahr gewittert es über der Bundesrepublik. Die Zahl der Blitze wird von Fachleuten auf rund eine Million geschätzt, die Schadenshöhe auf fast eine Milliarde DM.

Nur der Verbund von Äußerem und Innerem Blitzschutz (in der Zeichnung schematisch dargestellt) bietet Menschen, Haus und Sachwerten Sicherheit.

Heizung

Wasserinstallation

Alarmanlage

Telefon

Fernsehgerät/Hifi-Anlage

Computerterminal

Potentialausgleichs-schiene

Z Zähler

HA Haus-anschluß

Z

Z

Fundamenterder/Blitzschutzerder

Äußerer Blitzschutz

Innerer Blitzschutz

Schutzgerät für energietechnisches Netz

Schutzgerät für informationstechnisches Netz

Trennfunkenstrecke

Bild 1

Steuer-
leitung
CPU
Koax-
leitung
Funk-
gerät
Verteilung
Wasserleitung
Energie-
technisches
Netz
380/220 V~
PAS
PAS
Fundamenterder

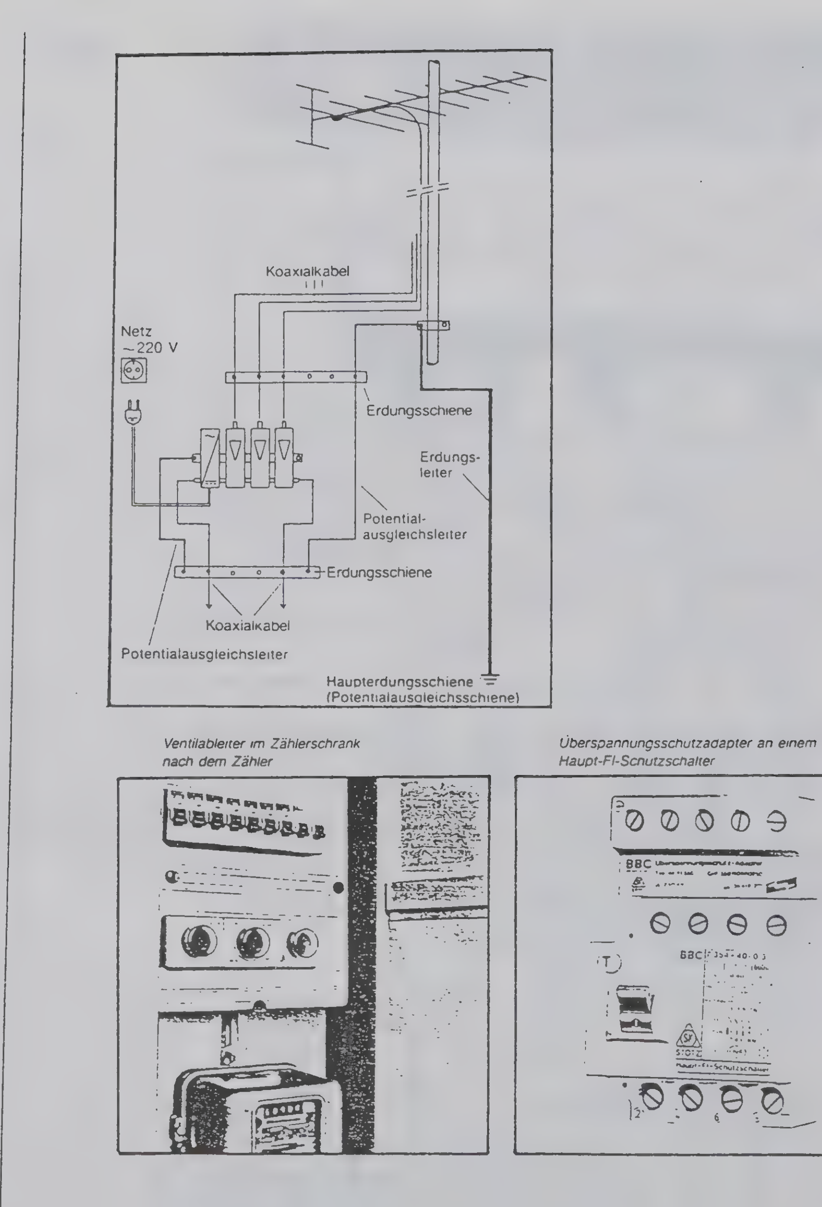
Überspannungsableiter

Blitzstromableiter

Blitzschutz einer Sende- / Empfangsanlage
Aufbau: Dach

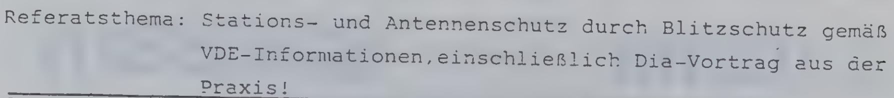
740

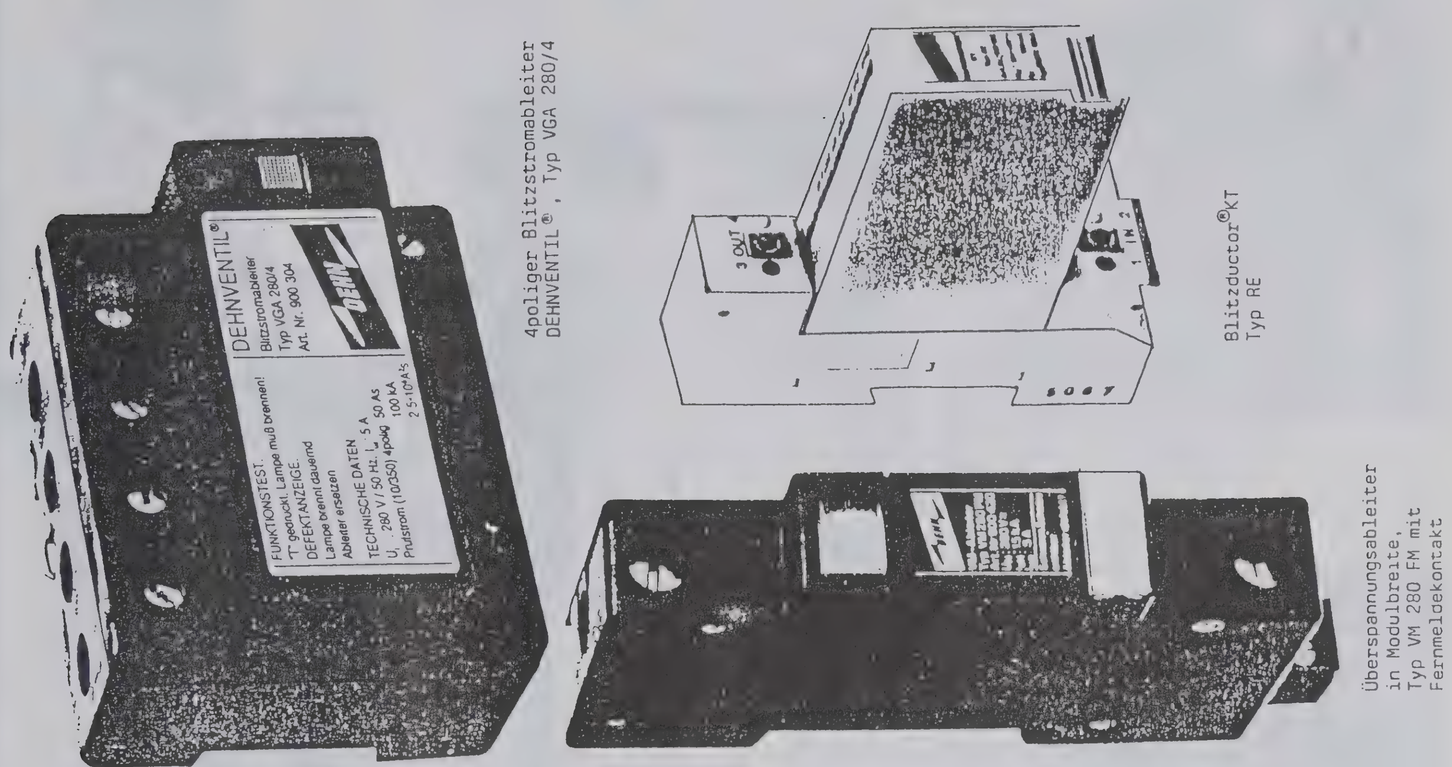
DEHN



Ventilableiter im Zählerschrank nach dem Zähler

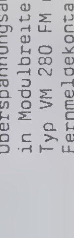
Überspannungsschutzadapter an einem Haupt-FI-Schutzschalter


Referatsthema: Stations- und Antennenschutz durch Blitzschutz gemäß VDE-Informationen, einschließlich Dia-Vortrag aus der Praxis!



4poliger Blitzstromableiter DEHNVENTIL®, Typ VGA 280/4

Blitzductor®KT Typ RE



Überspannungsableiter in Modulbreite, Typ VM 280 FM mit Fernmeldekontakt

Überspannungsableiter

Blitzstromableiter

Steuerleitung

CPU

Koaxleitung

Funkgerät

Verteilung

PAS

Energietechnisches Netz 380/220 V~

Fundamenterder

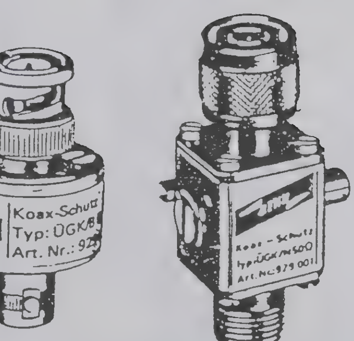
Erdverbindungsleitung

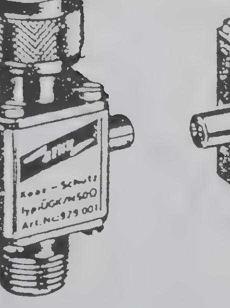
Fundamenterder

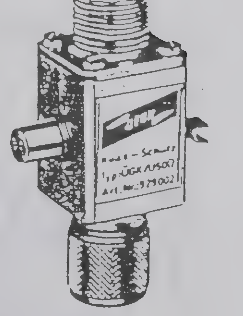
740/1

Blitzschutz einer Sende- / Empfangsanlage
Aufbau: Tower

DEHN







Ausführungen und Technische Daten :

Typ	ÜGK/B	ÜGK/N	ÜGK/U
Anschluß:	BNC	N	UHF
Schutzpegel bei i_{sN}	ca. 2 kV	ca. 600 V	
Nennableitstoßstrom (8/20)	15 kA	5 kA	
Frequenzbereich bis:	800 MHz	1,5 GHz	800 MHz
max.Übertragungsleistung	5000 W	2000 W	
Rückflußdämpfung	≥ 20 dB		
Einfügungsdämpfung	< 0,5 dB		

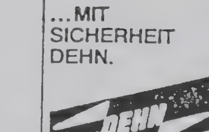
Überspannungsschutzgerät für 50Ω–Koax–Leitungen

450

Druckschrift Nr. 566/489 April 1989

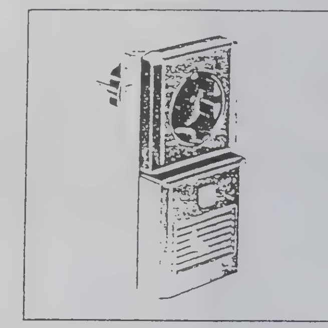


...MIT SICHERHEIT DEHN.



SF-Protector und S-Protector

Adaptergeräte zum Schutz von elektronischen Verbrauchergeräten vor Überspannungen



Die Schutzgeräte sind als Adaptergeräte zum Einstecken in die Schutzkontaktsteckdose ausgebildet und schützen mit ihrer Schutzbeschaltung die angeschlossenen Verbrauchergeräte vor gefährlichen Überspannungen bzw. hochfrequenten Störspannungen.

Der **S-Protector** beinhaltet nachfolgende Funktionsglieder:

- tief begrenzenden und schnell ansprechenden Überspannungsschutz mit integrierter Überwachungseinrichtung der Varistorschaltung
- optische Funktionsanzeige (grüne LED-Anzeige)

Der **SF-Protector** beinhaltet die gleichen Funktionsglieder wie der S-Protector und weist zusätzlich einen Entstörfilter (4 A) zum Schutz vor hochfrequenten Störspannungen auf.

Angewendet werden diese Geräte überall dort, wo empfindliche elektronische Geräte vor Störung, Fehlfunktion, Beschädigung bzw. Zerstörung geschützt werden sollen (z. B. Personal-Computer, EDV-Geräte, elektronische Rechen- und Büromaschinen, medizinische Geräte, Textverarbeitungssysteme usw.).

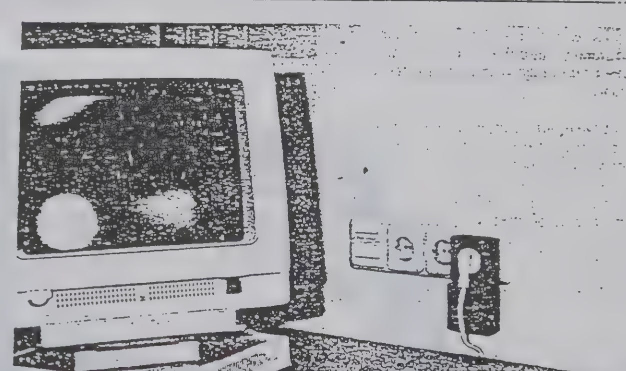
Schutzbeschaltung	Typ	
Überspannungsschutzbeschaltung	SF-Protector	S-Protector
optische Funktionsanzeige		
Netzfilter		

Technische Daten:

Typ		SF-Protector	S-Protector
Nennspannung	U_N	220 V/50 Hz	
Nennstrom	I_N	4 A	16 A
Verbraucherleistung max	P	880 W	1520 W
eingebaute Sicherung (auswechselbar)		4 A träge	–
Nennableitstoßstrom (8/20)	i_{sN}	2,5 kA	
Restspannung (bei i_{sN})	u_r	ca. 1 kV	
Ansprechzeit	t_A	25 ns (L/N) bzw. 100 ns (L, N/PE)	
Netzfilter		nach DIN VDE 0565, Teil 3	–
Dämpfung		≥ 20 dB bei f > 1MHz (symmetrisch) ≥ 30 dB bei f > 1 MHz (unsymmetrisch)	– –

Bestellangaben:

SF-Protector	909 800
S-Protector	909 802

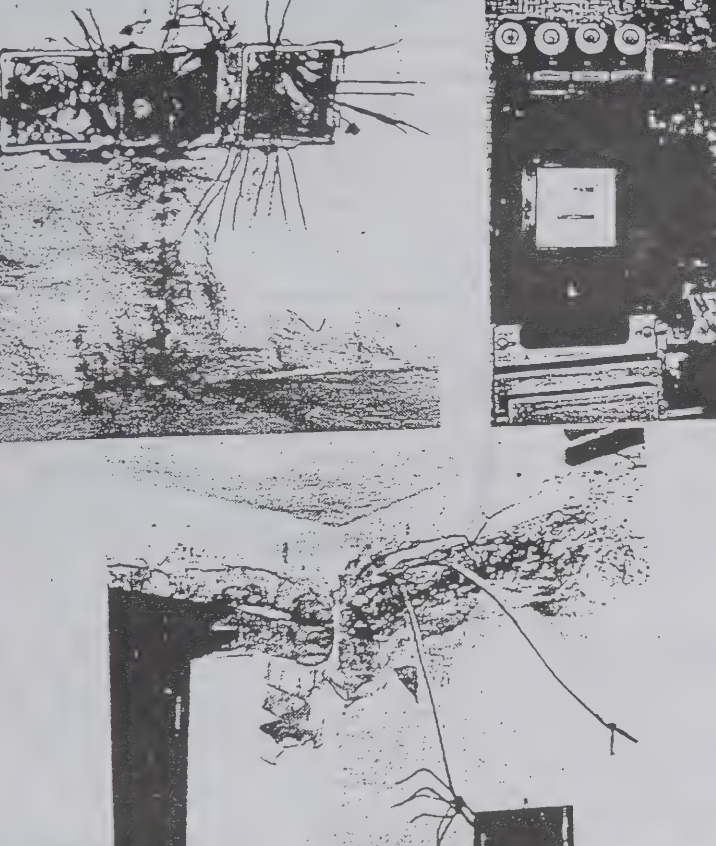


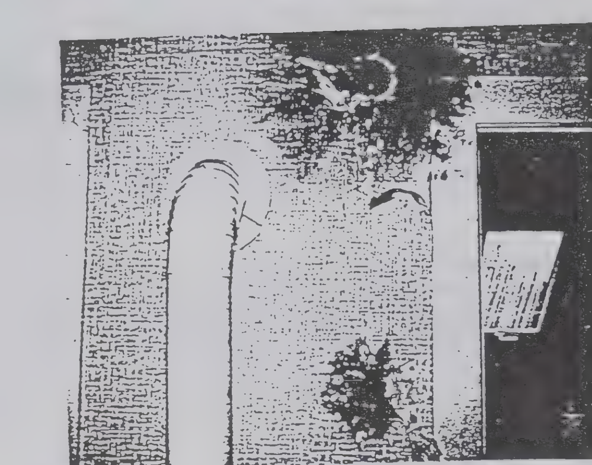
Folgeschäden durch Blitzschlag!

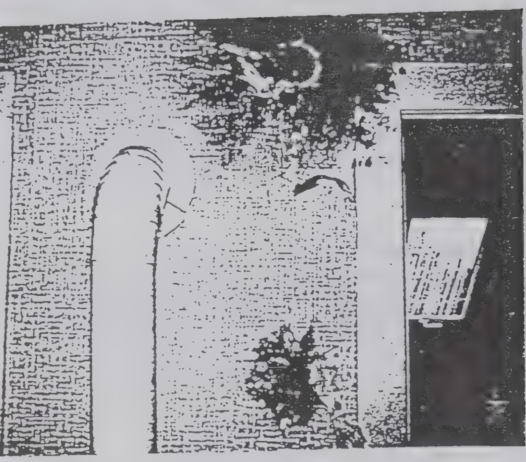
Jahr für Jahr werden durch Überspannungen, die bei Gewittern im elektrischen Leitungsnetz auftreten, wertvolle elektrische Geräte Sende- und Empfangsanlagen beschädigt. Die Folgen sind, kostspielige Reprarturen, Neuanschaffungen von Geräten oder Gebäudeschäden für die Betroffenen.

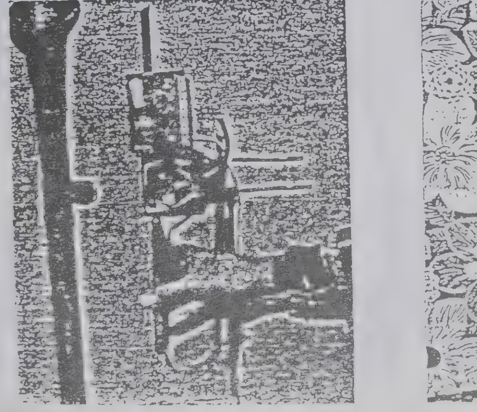


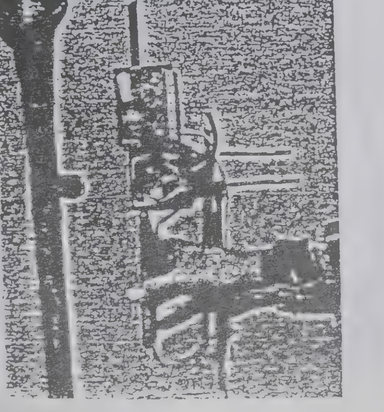
Folgeschäden durch Blitzschlag und verursachte Überspannungen!





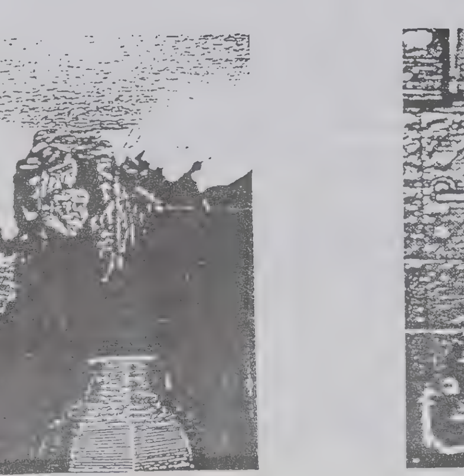












Blitzeinschlag in ein 'ungesichertes' Wohnhaus-DIA-Vortrag mit Folgeschaden!



chlußfolgerung: In den beschriebenen Abhandlungen und der vorgegebenen Refe-
atszeitbegrenzung ist es nicht immer möglich, auf das umfangreiche und sehr
nteressante Thema "Blitzschutz" näher Stellung zu nehmen. Ich bitte deshalb
m Verständnis. Der Vortrag sollte lediglich zur Anregung dienen, sich
it dem o.ä. Thema zu beschäftigen.
ch wünsche allen Gästen noch einen angenehmen Aufenthalt in Weinheim mit all'
en wissensreichen Darbietungen.

eferent: Herbert Heiß, Hügelstraße 2, 6105 Ober-Ramstadt bei Darmstadt.
DJ 5 EP, Ortsverband Darmstadt FØ3

Ergänzungsbericht zu den seither veröffentlichten UKW-SKRIPTEN !

1) ALLGEMEINES

Störungen und Zerstörungen elektronischer Anlagen durch Überspannungseinwirkungen nehmen seit einigen Jahren rapide zu. Ursache ist zunehmende Empfindlichkeit elektronischer Bauteile infolge niedrigen Spannungspegels und geringer Leistung. Wurden vor Jahren in Steuerkreise beispielweise robuste Relais eingesetzt, so verwendet man heute zunehmend Halbleiter-Bauelemente, bei denen die Zerstörungsenergie um den Faktor 1000 bis 10 000 niedriger liegt als bei vergleichbaren elektronischen Bauelementen.

2) URSACHEN TRANSIENTER STÖRSPANNUNGEN

Die häufigste Ursache für das Auftreten transienter Spannungen ist atmosphärische Entladung, der BLITZ. Bei einer Blitzentladung können Ströme auftreten, die Scheitelwerte von 100 kA bei sehr kurzen Anstiegszeiten erreichen. Die hohe Amplitude des Blitzstromes verursacht einen Spannungsabfall am Erdungswiderstand eines Gebäudes; die hohe Blitzstrom-Steilheit induziert hohe Spannungen in Leiterschleifen. Sowohl die Amplitudenhöhe als auch die Steilheit des Blitzstromes führen zur Zerstörung ungeschützter elektronischer Bauteile.

Überspannungen können auch durch Schalthandlungen in Energieversorgungsnetzen entstehen. Dabei pflanzen sich hochfrequente Ausgleichsvorgänge auf den Hochspannungsleitungen fort und werden in die Niederspannungsebene eingekoppelt. Die Stromsteilheit kann dabei noch höhere Werte annehmen als die eines Blitzeinschlages. Deshalb ist dieser Gefahrenquelle eine ebenso große Bedeutung beizumessen. Überspannungen und hochfrequente Störspannungen können in Niederspannungsanlagen auch durch Spannungseinbrüche, Phasenanschnittsteuerungen +Schützschaltungen u.a. auftreten.

3) ARTEN DER EINKOPPLUNG

Die Einkopplung von Überspannungen von einem System in ein anderes kann galvanisch, induktiv oder kapazitiv erfolgen.

a) galvanische Einkopplung
Die galvanische Einkopplung erfolgt über gemeinsame Impedanzen von Störquelle und Störsenke. Durch den Blitzstrom wird am Erdungswiderstand einer elektrischen Anlage ein Spannungsabfall galvanisch in die angeschlossenen Niederspannungsleitungen eingekoppelt.

b) induktive Einkopplung
Die induktive Einkopplung erfolgt durch das magnetische Feld eines Kurzschlußstromes, das den Leitungszug umgibt. Dieses magnetische Feld kann nahegelegene Niederspannungs-Stromschleifen durchdringen und dort Spannungsspitzen induzieren.

c) kapazitive Einkopplung
Kommt es zu Potentialunterschieden zwischen Störquelle und Störsenke, bedingt durch die elektrischen Felder zwischen den beiden Bereichen, so entsteht eine kapazitive Einkopplung.

4) ÜBERSPANNUNGSSCHUTZELEMENTE

Als Schutzkomponenten werden Gasableiter, Gleitableiter, Varistoren und Dioden, sowie Kondensatoren und Drossel eingesetzt.

4) Sämtliche Bauelemente verfügen über spezifische Vor- und Nachteile. Um eine optimale Schutzwirkung zu erzielen, ist es notwendig, mehrere Bauelemente sorgfältig aufeinander abgestimmt, miteinander zu kombinieren.

5) NOTWENDIGKEIT SELEKTIVER MAßNAHMEN

a) N E T Z S C H U T Z

Wird ein Gebäude mit einer Blitzschutzanlage versehen, so ist gemäß VDE 0185 auch die Starkstrom-Zuleitung über Überspannungsschutzgeräte an die Potentialausgleichschiene anzuschließen.

a/1) direkter Blitzeinschlag

Beim Einschlag in ein Gebäude bzw. in dessen äußere Blitzschutz-oder Antennen-Anlage fließt ein Teilblitzstrom über die Potential-Ausgleichsschiene in die Energieversorgungsleitung.
(Bei Gewitter alle Gerätestecker vom NETZ trennen!) Die Potential-Ausgleichschiene wird durch den Teilblitzstrom in ihrem elektrischen Potential angehoben (Ohmsche Kopplung). Auch benachbarte Gebäude oder andere Anlagenteile können davon betroffen sein.

a/2) ferner Blitzeinschlag

Beim Einschlag in die Energieversorgungsleitung, z.B. in die Freileitung oder über das Wurzelwerk eines Baumes in das Starkstromkabel, fließt ein Teilblitzstrom von der Leitung über die Potential-Ausgleichsschiene zur Gebäude-Erde. Auch wenn entsprechend VDE 0100 an einzelnen Freileitungs-Masten Ventilableiter eingebaut sind, fließen wegen der Spannungsabfälle an den Mastleitungen und an den Mast-Erdungswiderständen noch beachtliche Teilblitzströme über die Potential-Ausgleichsschiene zur Erde des angeschlossenen Gebäudes bzw. zur angeschlossenen Anlage.
Dabei ist zu beachten, daß herkömmliche Niederspannungs-Freiluft-Ventilableiter nach VDE 0675 nur für Beanspruchungen aus Ferneinschlägen ausgelegt sind, und, wie die Praxis zeigt, beim Direkteinschlag in die Niederspannungsfreileitung bereits durch den ersten Teilblitzstrom eines Blitzes zerstört werden können.
Nachfolgende Blitzströme können dann ungehindert in die Gebäudeinstallation eindringen.
Die inzwischen ankommenden oder abgehenden Starkstromleitungen und Potentialausgleichsschienen einzusetzenden Überspannungsschutzgeräte müssen in der Lage sein, erhebliche Teilblitzströme mehrfach zerstörungsfrei zu führen und dabei die Blitzspannungsfestigkeit der Verbraucheranlage zu begrenzen.

b) SCHUTZ VON MSR- und DATENANLAGEN

Zum Schutz von empfindlichen MSR- und Datenanlagen ist der Einbau von Überspannungs-Schutzkaskaden in den meisten Fällen unerläßlich. Sie müssen jedoch den jeweiligen Anlagen, sowie den Erfordernissen angepaßt werden, um einen optimalen Schutz gewährleisten zu können. Hier ist es möglich, die Spannungsebenen 5V-220V/AC, sowie 5V-220/DC zu schützen.

c) SCHUTZ VON DATENVERARBEITUNGSANLAGEN UND SIGNALÜBERTRAGUNG

Der Schutz ist so ausgelegt, daß die HF-Übertragung nahezu ungedämpft bleibt und die Spannungsebenen 5V und24V gesichert werden können. Die Schaltung gewährleistet die Ableitung energiereicher Überspannungen auf einen Wert unwesentlich oberhalb der Betriebsspannung.

d) SCHUTZ VON SENDE- UND EMPFANGSANLAGEN

Der Schutzbaustein hat eine so geringe Kapazität, daß die Übertragung der Sendefrequenz nicht beeinflußt wird.
Die auftretende Überspannung wird, über eine separate Erdleitung, sicher zur Erde (PE) abgeleitet.

e) SCHUTZ VON DATENÜBERTRAGUNGSSTRECKEN

Diese Bausteine werden je nach Anwendungsfall unmittelbar vor einem Rechner oder Terminal bzw.. zwischen zwei Leistungsstrecken gesetzt.Die Überspannung wird über die am Aluminiumgehäuse angebrachte Erdungsschraube mit der Gebäudeerde (PE) verbunden. Diese Erdverbindung empfiehlt sich insbesondere dann, wenn das zu schützende Gerät über keine Erdverbindung verfügt.
Aufgrund der vielfältigen Ausführungen der Schnittstellen sind verschiedene Typen im Programm: TTY/V-24/RS-232-C/V-11/V-11-S/RS-422-A

6) VORAUSSETZUNG

Die oben genannten Maßnahmen können jedoch nur dann optimalen Schutz gewährleisten, wenn das Gebäude eine funktionsfähige Blitzschutzanlage VDE 0185 bzw. einen Potentialausgleich nach VDE 0100 aufweist.

SCHUTZAUFBAU

Die erste und wichtigste Grundlage für ein Funktionieren des Innenschutzes ist eine funktionstüchtige Blitzschutzanlage nach VDE 0185 bzw. Potentialausgleich nach VDE 0190. Daran schließt sich eine stufenweise innere Sicherung an.
Der GROBSCHUTZ beginnt bei der Sicherung der Energieversorgungsanlagen.Diese werden sowohl gegen Direkteinschlag, als auch gegen Ferneinschlag mit Hilfe von Hochleistungsbauteilen vor extrem hohen Strömen und Spannungen zuverlässig vor Störung bewahrt.
Der weitere Verlauf der Sicherung umfaßt den MITTELSCHUTZ der 220V Versorgungsleitungen. Die Bausteine hierfür haben eine nicht mehr ganz so hohe Stromableitfähigkeit, wie der Grobschutz, sind dafür aber um so schneller in Ihrer Ansprechzeit. Den Abschluß der Sicherung, den Feinschutz, übernehmen sehr schnelle Bausteine, um die elektrischen und elektronischen Komponenten vor sehr kurzen Störungsimpulsen zuverlässig zu schützen.

GROBSCHUTZ

Ein wirkungsvoller Grobschutz wird durch den Einsatz eines Hochenergie-Absorbers erreicht. Dieser ist in zwei Ausführungen

für 380/220 V AC lieferbar. Er bietet einen zweifachen Schutz vor Überspannung. Für leichte bis mittlere Überspannungen begrenzen Hochleistungs-Varistoren auf Spannungen unter 2kV. Bei sehr hohen Überspannungen wie z.B. bei Direkteinschlägen übernehmen Gleitfunkenstrecken eine Begrenzung auf unter 3 kV bei einem Stromscheitelwert von 100 kA.
Da Varistoren einer Alterung bei häufiger Beanspruchung unterliegen, ist jeder Varistor mit einer Überwachungs-Abtrennsicherung versehen. Ein Ansprechen einer Sicherung wird gleichzeitig durch eine Signallampe angezeigt.

MITTELSCHUTZ

Der Mittelschutz wird in der Regel mit gestaffelten Schutzkaskaden realisiert. Diese besitzen die Vorteile der schnellen und zuverlässigen Ableitung mittlerer bis niedriger Überspannungen aus Blitzeinschlägen, sowie Störungen aus Schalthandlungen, bzw. induktive Einkopplungen. Es können hohe Stoßströme und Überspannungsspitzen bei kurzer Ansprechzeit abgeleitet werden. Hinzu kommt, daß diese Bausteine äußerst anwenderfreundlich sind. Sie lassen sich ohne Unterbrechung des Stromkreises aus ihrem Sockel entfernen, testen und gegebenenfalls austauschen. Dieses erfolgt verpolungssicher mit Hilfe einer Steckkodierung. Diese Kaskaden sind einsetzbar in Spannungsbereichen von 5V - 220V DC sowie 12V-220V AC. Ihr maximaler Nennableitstrom beträgt 10kA bei einer Ansprechzeit von 0,1ns. Diese Werte ergeben sich aus einer Kombination von Gasableitern, Varistoren und Suppressor-Dioden.
Der einzelne Baustein ist in verschiedenen Ausführungen für symmetrische und unsymmetrische Leitungen lieferbar. Außerdem kann er bei Bedarf auch in 19" Einschubgehäusen installiert werden.

DER FEINSCHUTZ

Mit einem Feinschutz-Spezialbaustein wird die Sicherung nach oben abgerundet. Dieser ist so einfach wie wirkungsvoll, entweder mit einem Varistor oder einer Suppressor-Diode ausgestattet, erfüllt er die Forderung nach großer Strom- und Spannungsableitfähigkeit, oder aber ultraschneller Ansprechzeit. Der Varistor sorgt für eine sichere Absenkung des Spannungspegels und dafür, daß kein Netzfolgestrom auftritt. Die Suppressor-Dioden sorgen mit ihrer schnellen Redaktionszeit für eine sichere Absenkung der Überspannungen auf Betriebsspannungsniveau.
Der Baustein ist wie die Schutzkaskaden in Spannungsgrößen von 5V-220V DC und 12V-220V AC lieferbar.

SCHUTZ VON DATEN-UND HF/NF-Leitungen

Aufgrund möglicher induktiver Einkoppelungen is es außerordentlich wichtig, Datenübertragungsstrecken sowie HF/NF Leitungen mit einem Überspannungsschutz zu versehen. Hierfür eignen sich spezielle Bauteile, die ihre Schutzfunktion durch eine Kombination von Gasableitern und Suppresso-Dioden sicher erfüllen. Für Datenübertragungsstrecken stehen für verschiedene Anwendungsbereiche (V.24 mit Handshake, für hohe Datenraten und lange Übertragungsstrecken) verschiedene Bausteine zur Verfügung. Diese setzen sich wiederum aus Gasableitern bzw. Suppressor-Dioden zusammen und werden wie die HF/NF Sicherung in den Signalweg geschaltet.

Referenzhinweise:

BLITZSCHUTZANLAGE
Allgemeines für das Errichten.
(VDE-Richtlinie)

47 Seiten

DIN 57 185/Teil 1
Nov. 1982
DK 621.316.98.002.2
: 001.4:620.1
DIN 57 185 Teil 1 Nov. 82
Vertr.-Nr.2419

VDE 0185 Teil 1/11.82
Preisgr. 15 K
Vertr.-Nr. 018501

BLITZSCHUTZANLAGE
Errichten besonderer Anlagen.
(VDE-Richtlinie)

27 Seiten

DIN 57 185/Teil 2/11.82
Nov. 1982
DK 621.316.98.002.2
:001.4.:620.1
DIN 57185 Teil 2 Nov. 82
Preisgr. 13 K
Vertr.-Nr. 2413
VDE 0185 Teil 2/11.82
Preigr. 10K
Vertr.-Nr. 018502

ANTENNENANLAGEN
Errichtung und Betrieb.
(VDE-Bestimmungen)

13 Seiten

DIN 57 855/Teil 1
Mai 1984
DK 621.396.67.002.004:614.8
:001.4:614.8
DIN 57 855 Teil 1/VDE 0855
Teil 1 Mai 1984 Preisgr. 10 K
VDE-Vertr.- 085503
Beuth-Vertr.-Nr. 2410

Einbeziehen von Gas- und Wasserleitungen in den Hauptpotentialausgleich von elektrischen Anlagen.

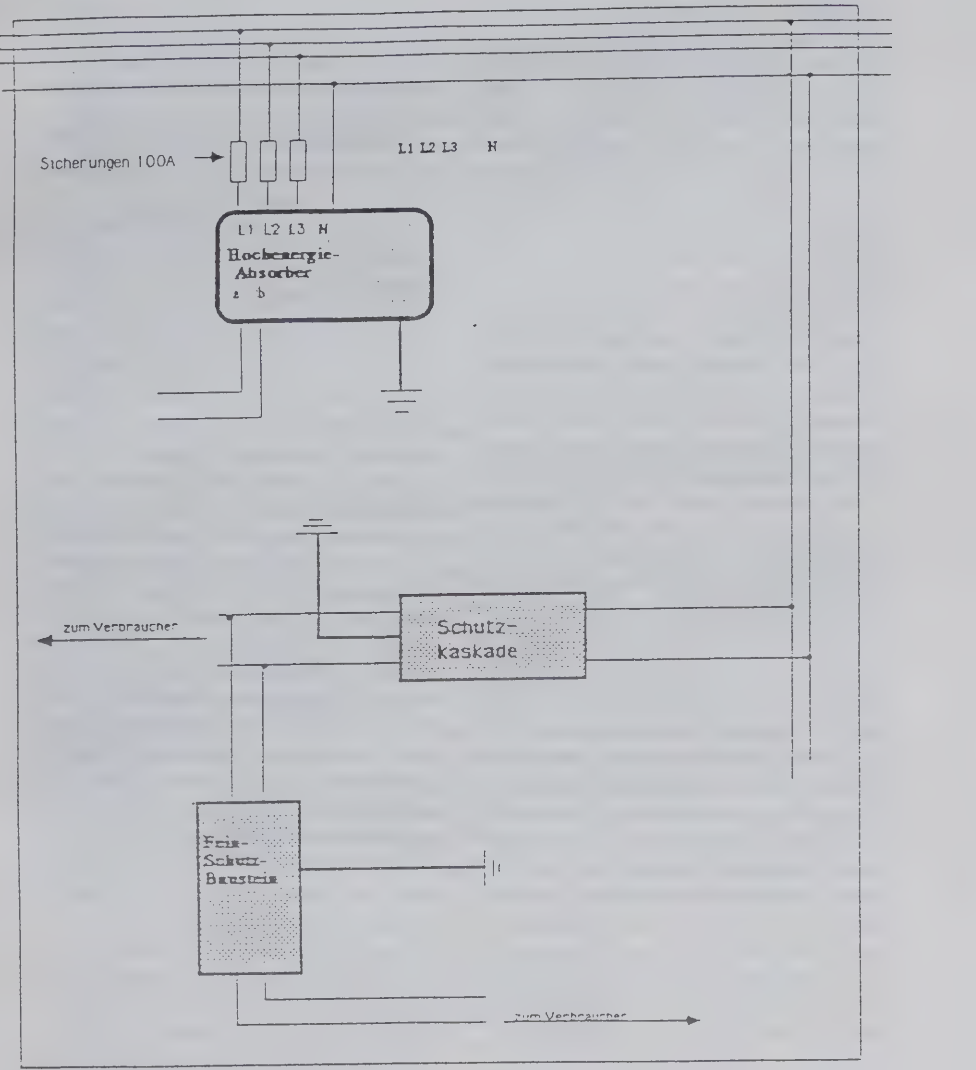
Technische Regel des DVGW.

DVGW

6 Seiten

DIN
VDE 0190
Mai 1986
DK 621.316.17.053
:621.316.99.:621.644.2
:662.76:628.15:620.1
DIN VDE 0190 Mai 1986 Preigr.5K
VDE-Vertr.-Nr.019001
Beuth-Vertr.-Nr.2405

Blockschaltbild Überspannungen



Referenzangaben: Fa. Seeger Ph. GmbH, 6100 Darmstadt
Fa. DEHN & SÖHNE, 843 Neumarkt/Opf.
Fa. BETTERMANN, 5750 Menden 2
Fa. KLEINHUIS, 5880 Lüdenscheid

Alle VDE-Bestimmungen sind zu beziehen vom VDE-Verlag, 1000 Berlin 1'

"Es bleibt zu hoffen, daß alle getroffenen Sicherungsmaßnahmen sich nie in der Praxis tatsächlich bewähren müssen".

Herbert HEISS
Hügelstraße 2
6105 Ober-Ramstadt
Telefon (06154) 4: 89

AMSAT OSCAR 21

mit

RUDAK II

Gerhard Metz , *DG2CV*

Der russische Amateurfunksatellit *RS-14/RM1* sitzt als 'Untermieter'-System auf dem geologischen Forschungssatelliten *INFORMATOR-1*. Es handelt sich dabei um das erste russisch-weißrussisch-deutsche Co-Projekt im Bereich der Amateursatelliten. Daher erhielt dieser Satellit als erster auch nach westlicher Zählweise die Bezeichnung *'AMSAT OSCAR 21'*.
OSCAR 21 wurde am 29.1.1991 von Plesetsk (GUS) mit einer WOSTOK-Rakete in eine kreisförmige Umlaufbahn in 1000 km Höhe (89,2° Inklination) gebracht. In seiner niedrigen, fast polaren Bahn umkreist der Satellit die Erde in etwa 105 Minuten, so daß sich maximale Sichtbarkeitszeiten von 17 Minuten pro Umlauf und bis zu 2 Stunden pro Tag ergeben.

Der für den Amateurfunk nutzbare Teil setzt sich aus zwei analogen und einem digitalen Transponder zusammen. Die beiden fast identischen Analog-Transponder arbeiten im MODE B, also wie AO-10 und AO-13 mit Uplink auf 70cm und einer 2m-Downlink. Sie sind jeweils 80 kHz breit (invertierend) und für alle Schmalbandbetriebsarten geeignet.

Der digitale Transponder ist der deutsche Beitrag der AMSAT-DL und trägt den Namen *RUDAK-II*. Nachdem der erste RUDAK auf AO-13 wegen eines Hardwareausfalls seinen Betrieb leider nicht aufnehmen konnte, wurde nach dem Mitflugangebot der AMSAT-U-Orbita, in der Rekordzeit von einem halben Jahr, ein weitaus verbesserter Nachfolger von der RUDAK-Gruppe der AMSAT-DL gebaut. Dieser Transponder ist in erster Linie für die Übertragung digitaler Packet-Radio-Signale gedacht und ist fest mit dem Analog-Transponder Nummer 1 (#1) verbunden.

Werdegang

Nach anfänglichen Problemen mit dem Einschalten der Amateurfunknutzlast gelang es der Bodenkontrollstation der Organisation *GEOS*, die den Hauptsatelliten *INFORMATOR-1* steuert, den Transponder #1 am 22.2.1991 in Betrieb zu nehmen. Die CW-Bake auf 145,818 MHz war laut zu hören und sendete die einfache CW-Telemetrie des russischen Transponders. Später konnte auch *RUDAK-II* in Betrieb genommen werden und die RUDAK-Bake auf 145,983 MHz ging mit einem ebenso starken 400 BPS-Telemetriesignal auf Sendung.

Leider zeigte sich, daß es Probleme mit dem Passband des Analog-Transponders #1 gab. Man konnte nur ein starkes Rauschsignal am Boden vernehmen und keine eigenen Uplinksignale zurückhören. Außerdem zeigte sich, daß sich einige Schaltzustände im Satelliten, ohne zutun der Kommandostationen, scheinbar zufällig veränderten. Das hatte zur Folge, daß in unkontrollierter Weise das Passband und auch die RUDAK-Bake ein-/ausgeschaltet oder in spezielle Testmodi (Ranging) geschaltet wurden. Des weiteren mußte nach langen Versuchen festgestellt werden, daß der russische Kommandoempfängerteil offenbar nicht in der vorgeschriebenen Weise funktionierte. Ein Problem, das vermutlich auch zu den Selbstschaltungen führte. Zum Glück bestehen parallele Eingriffsmöglichkeiten über eine Schnittstelle zum Hauptsatelliten, die vom Bodenkontrollzentrum per Programm gesteuert werden kann.

Das RUDAK-System verfügt ebenfalls über ein eigenes Kommandosystem durch seine Datenempfänger. Mit dessen Hilfe konnten alle notwendigen Einstellungen innerhalb RUDAK vorgenommen und alle Einheiten getestet werden. Alle Tests verliefen zur vollsten Zufriedenheit, d.h. die RUDAK-II-Hardware funktioniert perfekt. Um dies gleich deutlich zu machen, lud die Steuerstation in DL in einen der Rechner ein Programm, das die Sendebake auf analoge FM schaltete und folgenden Satz 'sprechen' ließ:

" I'm completely operational and all my circuits are functioning perfectly."

Die Stimme stammte vom Computer *HAL 9000* im Science-Fiction-Kult-Film *'2001 - Odyssee im Weltraum'*, passend für die *erste* Sprachausgabe eines Satelliten, in dieser Form. Das Bakensignal war so stark, daß man den Text bei Über-Kopf-Durchgängen mit einem 2m-Handgerät rauschfrei aufnehmen konnte.
Nachdem die folgenden zwei Tage lang eine einfache Mailbox-Software lief, in denen schon viele Funkamateure auf der ganzen Welt Zugriff hatten und ihre Nachrichten einspielten, verstummte plötzlich das RUDAK-Bakensignal und konnte durch die RUDAK-eigene Kommandostrecke nicht wieder in Betrieb genommen werden. Von Anfang an viel auf, daß die Empfindlichkeit aller Datenempfänger zu wünschen übrig lies. Es waren teilweise 500 bis 1000 Watt EIRP nötig, um zum Satelliten zu gelangen. Zahlreiche Versuche RUDAK mit noch mehr Leistung zu reaktivieren, schlugen alle fehl.

Zwischenzeitlich veranlaßten unsere russischen Freunde durch das GCC (Ground Control Center) auf den Transponder #2 umzuschalten. Bei diesem schien das Passband im Gegensatz zu #1 sehr gut zu funktionieren und es konnten schon QSOs mit 10 W EIRP geführt werden. Leider unterliegt dieser Transponder auch den schon erwähnten Selbstschaltungen und damit konnte kein regelmäßiger Betrieb aufgenommen werden. Ob das Passband ein- oder ausgeschaltet war bei einem bestimmten Überflug schien rein zufällig.

In der darauffolgenden Zeit trat AO-21 in eine recht inaktive Phase. Die russische Kommandostation konnte noch erreichen, daß in einem wöchentlichen Programm zwischen den beiden Transpondern #1 und #2 hin- und hergeschaltet wurde, allerdings war während der #1-Zeit nur die CW-Bake auf 145,818 MHz zu hören, ebenso bei #2 und über das Passband konnte nur sporadisch gearbeitet werden. Außerdem gestaltete sich ein SSB-QSO in der von FO-20 her bekannten Hektik. Sowohl auf 70 cm, als auch auf 2m gilt es die nicht unerhebliche Doppleränderung (bis zu 50 Hz/Sekunde) aus-

zugleichen und dabei nicht zu vergessen, die Antenne passend nachzuführen. Wenn man dann alles glaubt einigermassen im Griff zu haben und auch einen Gesprächspartner, dem es vermutlich genauso geht, gefunden hat, ist der Satellit auch schon wieder weg. Dementsprechend niedrig war leider die Belegung auf dem durchaus sehr empfindlichen Analog-Transponder #2. Die Stationen mit vollautomatischer Antennen- und Dopplerkontrolle sind noch recht dünn gesäht.

Die Verhandlungen zwischen AMSAT-DL und AMSAT-U-Orbita zur Wiederbelebung von RUDAK-II gerieten durch die enormen Umwälzungen in der damals noch existierenden UdSSR ins Stocken. Unsere einzige Eingriffsmöglichkeit über das GCC schien vorerst blockiert. Die früher staatliche Organisation, die mit allen Weltraumbelangen betraut war, sollte nun privatisiert werden, mit dem Effekt, daß die Mitarbeiter nicht mehr bezahlt werden konnten und verständlicherweise streikten. Das ging sogar soweit, daß ein Versorgungsflug zu der Raumstation MIR in Gefahr war. Und für solche Nebenarbeiten, wie einem AFU-SAT auf die Sprünge zu helfen, blieb natürlich nicht viel übrig. Nach reiflichen Überlegungen und endlosen Diskussionen, kam man auf russischer Seite auf die Idee, es mit einer Totalabschaltung der Spannungsversorgung für den betroffen Teil zu versuchen. Leider war dieses Unternehmen mit einigen Gefahren verbunden, da auch Transponder des Hauptsatelliten davon betroffen gewesen wären und es ein bereits bekanntes Problem beim Einschalten ganzer Komplexe mit dem Auslösen von (wohl zu knapp) bemessenen Überstromsicherungen gab. Es kostete also sehr viel Überredungskraft, bis das GCC einem Versuch im Oktober 1991 zustimmte. Überraschenderweise verlief der, wegen niedrigerer Bordspannung in einer Eklipse (Erdschatten) durchgeführte, Vorgang ohne Probleme und alle Systeme wurden reaktiviert. Zu unserer hellen Begeisterung ging auch die RUDAK-Bake wieder auf Sendung und brachte die 400 BPS-PSK-Telemetrie, als ob nichts passiert wäre. AMSAT-DL versuchte gleich Software zu laden und bald war klar, daß alle RUDAK-Systeme einwandfrei funktionierten. Nachdem die Mailbox-Software in Betrieb genommen wurde, dauerte es allerdings nur etwa 1,5 Tage bis RUDAK wieder verstummte. Der gerade aufgekommene Enthusiasmus bekam schon wieder einen Dämpfer. Aber zumindest zeigte sich, daß wir auf dem richtigen Weg waren. An einen weiteren RESET war leider in der sich weiter verschlimmernden Situation in UA gegen Ende der UdSSR vorerst nicht mehr zu denken.

So zog viel Zeit ins Land, bis unsere, damit auch unzufriedenen Freunde in Moskau einen Weg gefunden hatten, durch finanzielle Hilfe, die Unterstützung des GCC wiederzuerlangen. Zu unserer Überraschung entwickelte sich diese Zusammenarbeit besser, denn je. Im März 1992 konnte ein weiterer RESET (Totalabschaltung des AFU-Teils AO-21) mit dem gleichen Erfolg durchgeführt werden. Doch auch hier verstummte RUDAK-II wieder ein paar Stunden nachdem die RUDAK-Mailbox lief. Es folgten weitere Diskussionen mit den Russen und die Hypothese eines Problems auf der Empfängerseite wurde (bis auf die Unempfindlichkeit) immer unwahrscheinlicher. Zwar existiert im RX-Zweig ein -12dB-Dämpfungsglied, das scheinbar auch den Selbstschaltungen unterliegt, doch gab es nach dem plötzlichen Abschalten der RUDAK-Bake auch mit 20dB mehr Leistung am Boden kein Zurück. Durch eine Schnittstelle zwischen dem russischen Teil des RM1 mit RUDAK-II kann die RUDAK-Bake ein-/ausgeschaltet und in den sogenannten Ranging-Modus versetzt werden. Diese Steuerleitung sind ebenfalls von den Selbstschaltungen betroffen, so daß die RUDAK-Bake auch nicht stabil blieb. Zum Glück besteht die Möglichkeit diese Schaltfunktionen von der RUDAK-Kommandostrecke wieder rückgängig zu machen. Des weiteren haben auch beide Rechner (siehe unten) Zugriff auf den Kommandodekoder, so daß einer der Rechner auch diese Umschaltungen, sofern sie RUDAK-II selbst betreffen, ausgleichen kann. Dazu wurde ein spezielles Programm namens *'Watch & Bite'* entwickelt, welches die Schnittstelle zu RUDAK-II beobachtet und gegenfalls Gegenkommandos erzeugt. Die registrierten Umschaltungen werden dann aufgezeichnet und über die PSK-Telemetrie zum Boden gesendet. Es zeigte sich, daß bis zu 20 solcher Umschaltungen pro Tag auftreten können, und keine Regelmäßigkeit bisher entdeckt werden konnte. Umso erstaunter waren wir, als trotzdem die Bake immer nach einigen Tagen verschwand, so als ob die Stromversorgung abschalten würde. Die russische CW-Bake sendete aber munter weiter, als ob nichts geschehen wäre.

Am 22.4.1992 schrieb Leonid UA3CR: *"Evrica!"*, was unserem *'Heureka!'* entspricht. Und in der Tat, des 'Pudels Kern' schien gefunden. Nach unseren speziellen Anfragen gingen unsere Freunde nochmal deren Spannungsversorgung für RUDAK-II genau durch und entdeckten eine Stromsicherung in dem Gleichspannungskonverter zwischen der SAT-BUS-Spannung von 27V und dem RUDAK-Eingang bei 14V. Wenn diese auslöst, könnte der Effekt erklärt werden. Anscheinend war diese Sicherung zu knapp eingestellt oder hat sich verstellt. Durch die Reduzierung der Taktfrequenz eines der beiden Rechner, konnten wir die Leistungsaufnahme deutlich reduzieren. Glücklicherweise konnte bald wieder ein RESET angesetzt werden und wir hatten die Chance die neue Konfiguration zu testen.

Um die immer noch mäßige Empfindlichkeit und deren Ursache besser beobachten zu können wurde eine Art FM-Relais programmiert, wobei das Rohsignal des FSK-RX 1 (s.u.) digitalisiert wird und nach Anhebung des Hubs wieder in ein Analogsignal gewandelt und auf den FM-Eingang des Senders gegeben wird. FM-modulierte Signale auf 435,016 MHz werden so quasi analog auf 145,987 MHz umgesetzt, allerdings bislang ohne Komfort (Rauschsperre, Rogerpiep). Durch die direkte Rückmeldung kann die RX-Empfindlichkeit und Störungen auf der Uplink leicht beurteilt werden.

In diesem Modus konnte AO-21 auch auf dem letzten P3D-Designers Meeting in Marburg im Mai 1992 vorgeführt werden. Zum Empfang ist ein Handgerät teilweise voll ausreichend. Nach dem Meeting wurde wieder ein Versuch mit der Mailbox-Software gestartet, nachdem RUDAK-II bereits die neue Rekordzeit von zwei Wochen durchgehend in Betrieb war. Höchste Verwunderung befiel uns, als die Mailbox keine 10 Stunden lief und wieder alles aus war. Das konnte nun doch kein Zufall mehr gewesen sein und der Gesamtstrom war sogar niedriger als bei dem FM-Modus zuvor. Irgendwie mußte der kleinere Rechner (s.u.), auf dem die BBS-Software läuft, nach einiger Zeit (vermutlich kurzzeitig) soviel Strom ziehen, daß die Stromsicherung anspricht.

Die Steuerstationen in UA und DL haben sich daher entschlossen, auf den kleineren Rechner vorerst ganz zu verzichten und zu testen, ob mit dem zweiten, mächtigeren Rechner (Beschreibung folgt) ein stabiler Betrieb sichergestellt werden kann. Diese Entscheidung scheint sehr vernünftig zu sein, da seit dem 23. Juni 1992 nun ein durchgehender Betrieb mit dem FM-Relais-Modus, digitaler Sprache und PSK-Telemetrie (gleiches Format wie von AMSAT OSCAR 13, 400 BPS BPSK BiPhase-S) aufrechterhalten werden konnte. Der als reiner Test-Modus gedachte, und im Design eigentlich gar

nicht vorgesehene FM-Modus erfreut sich immer wachsender Beliebtheit, trotz der 1 KW EIRP, die etwa auf der Uplink benötigt werden, um zuverlässig und rauschfrei über den SAT zu kommen. Scheinbar zieht das Novum, über einen Satelliten auch FM benutzen zu können, und damit zumindest dem Doppler weitgehend entgehen zu können, viele Benutzer an. Weltweite Reaktionen haben dies bestätigt.

Soweit dieser kleine Ausflug in den bisher sehr 'steinigen' Werdegang des AO-21 und den oft Nerven kostenden Alltag von Satelliten-Steuerstationen. Es darf auch nicht vergessen werden, daß die aktiven AMSAT-DL-Mitglieder ehrenamtlich tätig sind und für die Planung, den Bau, die Erhaltung und die Betreuung fast ihre ganze Freizeit aufbringen. Der bei AO-21 mittlerweile erreichte, vielversprechende Zustand, wirft die Frage auf, was man nun mit der 'fliegenden Hardware' alles anstellen kann und welche Möglichkeiten die Funkamateure auf der Erde haben, sie zu nutzen.

Übersicht

Die Betriebsfrequenzen des AO-21 waren eine Vorgabe der AMSAT-U-Orbita. Um die Schnittstellen so einfach wie möglich, aber doch flexibel zu halten, entschied man sich für eine ZF-Schnittstelle auf der RX-Seite und ein Niedrigpegel-Signal auf der Sendeseite. Das vom 70cm-Down-Converter ausgekoppelte ZF-Signal (10,7 MHz) gelangt über eine Trennstufe an die vier Datenempfänger des RUDAK-II (*s. Abb. 1*). Die vier Empfänger sind für verschiedene digitale Modulationsarten ausgelegt und liefern die dekodierten Takt- und Datensignale zur Weiterverarbeitung in den Rechnern. Eine Besonderheit stellt der RX 4 dar, der sozusagen nur zur Hälfte in Hardware implementiert ist. Die Auswertung der Analogsignale übernimmt der schnelle RTX-Rechner per digitaler Signalverarbeitung (DSP). Damit läßt sich ein weites Spektrum verschiedener Modulationsarten realisieren, welches nur durch die Rechenleistung und die Geschicklichkeit des Programmierers eingeschränkt ist.

Im Bereich der Downlink stand nur eine Frequenz zur Verfügung. Auf der RUDAK-Seite blieb daher nur die Möglichkeit einer Multi-Mode-Bake. Sie erzeugt ein 30 mW starkes Signal auf 145,983 MHz und wird ähnlich wie die russische CW-Bake mit dem Passband-Signal in deren 2Meter-Endstufe zusammengeführt. Die Bake kann in BPSK, RSM und FM/FSK moduliert werden. Somit sind die meisten digitalen Modulationsarten abgedeckt und über die FM können auch analoge Signale (z.B. Sprache, SSTV, RTTY) erzeugt werden.

Der Kasten in der Mitte der *Abb. 1* zeigt den Basisbandschalter und Kommandodekoder. Mit seiner Hilfe werden allen Datenempfängern durch PN-Sequenzen gesicherte Kommandos (BCH-Kode) entnommen, die verschiedene Grundfunktionen des Systems steuern, z.B. Ein-/Ausschalten der Rechner, Initialisierung, Umschalten auf Ranging (Direktkopplung eines der Empfänger mit dem Sender, ohne Einwirkung eines Rechners, zur Entfernungsmessung und RX-Tests). Außerdem übernimmt er die Aufschaltung verschiedener RX-Datensignale auf die zwei Eingangskanäle des R1-Rechners. Über den *RUDAK Power Conditioner* werden alle notwendigen Spannungen für die einzelnen Rechner und die RAMDISK erzeugt und geschaltet.

Rechts im Blockschaltbild sieht man die beiden, weitgehend unabhängigen Rechner mit der *1Megabyte-RAMDISK* als Datenpool für beide Rechner. Der RTX-

AMSAT-DL RUDAK-Group 1.1990

Abb. 1: RUDAK-II Gesamtblockschaltbild

Rechner reicht die Bedienung der RAM-DISK an den R1-Rechner durch.

RUDAK-II war in erster Linie als Testsystem für neue Übertragungstechniken zur Vorbereitung auf den neuen AMSAT-Super-Satelliten Phase 3 D konzipiert. Daher ging man an manchen Stellen vielleicht weiter, als man es sonst riskieren würde und führte sowohl auf der RX-, als auch auf der Rechnerseite völlig neuartige Techniken ein.

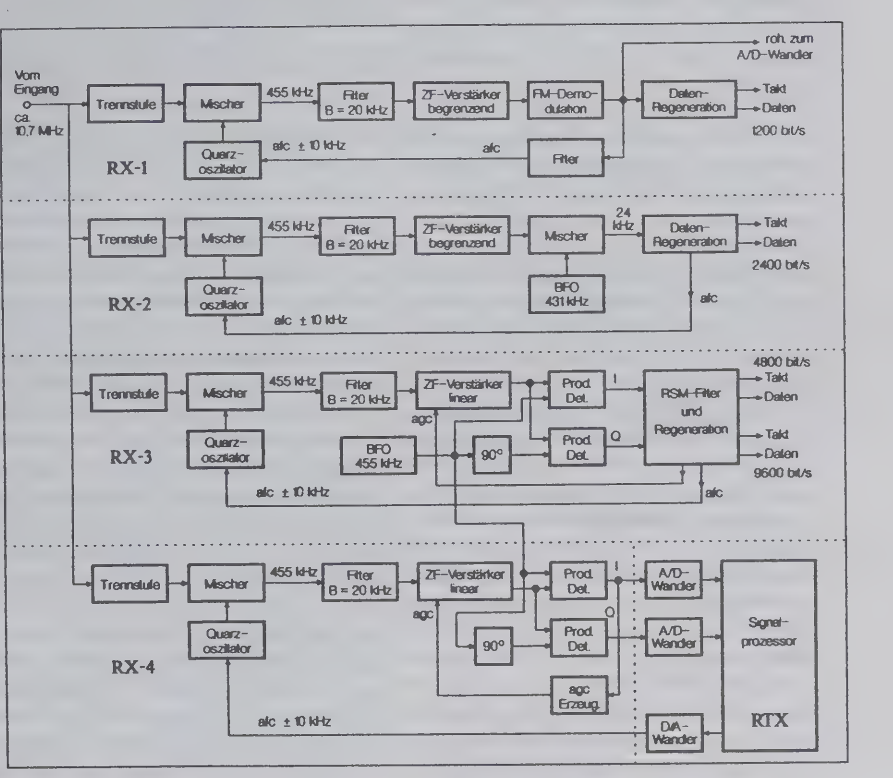


Abb. 2: RUDAK-II Blockschaltbild - Empfänger

Die Empfänger

Die Frequenzen der einzelnen Empfänger sind im Datenblatt (*Abb. 5*) vermerkt. Allen RX gemeinsam ist die zweite ZF von 455 kHz. Von der ZF-Schnittstelle des RM1 kommt ein 400 kHz breites 10,7 MHz-Signal. Nach einer Trennstufe und der Mischung mit einem VXO, wird die zweite ZF mit einem 20 kHz breitem Filter abgenommen (*Abb. 2*).

Im RX1 und RX2 schließt sich hier jeweils ein begrenzender ZF-Verstärker an. RX1 soll FSK-Signale mit 1200 BPS empfangen. Diese Modulationsart wurde als erste bei FO-12 eingeführt und wird mittlerweile bei AO-16, LO-19 und FO-20 verwendet. Daher durfte sie auch im AO-21 nicht fehlen. Dazu besitzt er einen Standard-FM-Demodulator mit anschließender Loop zur Taktrückgewinnung und *'Integrate and Dump'* für 1200 BPS. Ebenfalls gelangt das FM-Rohsignal an einen der A/D-Eingänge des RTX-Rechners. Darüber wird der beschriebene FM-Modus ermöglicht. Über eine AFC gleicht der RX1, wie übrigens alle Empfänger die Doppler-Shift auf der Uplink (+/- 10 kHz) aus.

Im RX2 folgt ein zweiter Mischer, der auf die dritte ZF von 24 kHz umsetzt, wo der PSK-Demodulator direkt den Träger rückgewinnt und ein 2400 BPS BPSK-Signal demoduliert. Diese Link war ursprünglich für den RUDAK im AO-13 vorgesehen und fliegt hier als zweiter Standard-RX.

Der RX3 stellt nun die erste Besonderheit dar. Er besitzt einen linearen, geregelten ZF-Verstärker und zwei Produktdetektoren zur Erzeugung der Inphase- und Quadraturkomponente. Damit erzeugt der RSM-Demodulator zwei verschiedene Datensignale. Einerseits 4800 BPS in Biphase-Kodierung und andererseits 9600 BPS in NRZ-S-Kodierung, was der gleichen Schrittgeschwindigkeit von 9600 BPS entspricht. RSM (*Rechteck-Spektrum-Modulation*) ist eine neue digitale Modulationsart, die von Dr. Karl Meinzer DJ4ZC entwickelt wurde. Sie verwendet ein nahezu rechteckförmiges, möglichst schmales Frequenzband, bei optimaler Leistungsausbeute und stellt damit eine optimale Modulationsart zur Übermittlung digitaler Signale dar. Im Demodulator wird aus dem I- und Q-Signal eine AFC-Spannung für den ersten VXO gebildet (Costas-Loop). Der Empfänger folgt so phasenstarr dem Eingangssignal. Aus dem Inphase-Signal wird eine AGC-Spannung zur Regelung des linearen ZF-Verstärkers abgeleitet. Im I-Zweig befindet sich ebenfalls das RSM-Filter, an dessen Ausgang zu den richtigen Zeitpunkten die gesendete Datenpolarität abgenommen werden kann. Durch die optimale Anpassung (*matched filter*) ist kein *'Integrate and Dump'* mehr nötig. Das Filter ist für *9600 BPS* ausgelegt. Eine Schaltung zur Datentaktrückgewinnung erzeugt aus den Nulldurchgängen des gefilterten Datensignals die Abfrageimpulse zu den richtigen Zeitpunkten. Bei einem 4800 Bit/s-Signal mit Biphase-Kodierung sind genügend viele Nulldurchgänge zur Taktrückgewinnung vorhanden. Es wird nach der Demodulation nur noch die differentielle Kodierung, die wegen der Mehrdeutigkeit der Phase notwendig ist, rückgängig gemacht. Bei 9600 Bit/s sind in einem allgemeinen NRZ-S-Signal möglicherweise nicht genügend Polaritätswechsel vorhanden. Daher wird das Datensignal schon senderseitig durch eine Schieberegistersequenz umgeschaltet, so daß lange Ketten von '1' oder '0' nicht mehr vorkommen können. Dieses *Scrambling* wird im Empfänger dann wieder rückgängig gemacht und am Ausgang stehen dann wieder die korrekten Daten zur Verfügung.

Der RX4 schließlich ist identisch mit dem RX3 bis nach den Detektoren. Das I- und Q-Signal wird nun im RTX-Rechner digitalisiert und rein digital weiterverarbeitet. Die erforderliche AFC-Spannung wird durch geeignete Algorithmen im Rechner auch digital erzeugt. So lassen sich (fast) beliebige Modulationsarten realisieren, deren Signale das 20 kHz-Filter passieren.

Der Sender

Da nur eine Frequenz zur Verfügung stand, lag es nahe einen Bakensender zu entwickeln, der auf mehrere Arten zu modulieren ist. Dabei wurde an BPSK, RSM, FSK und analoger FM gedacht. Damit ist schon ein großer Teil aller

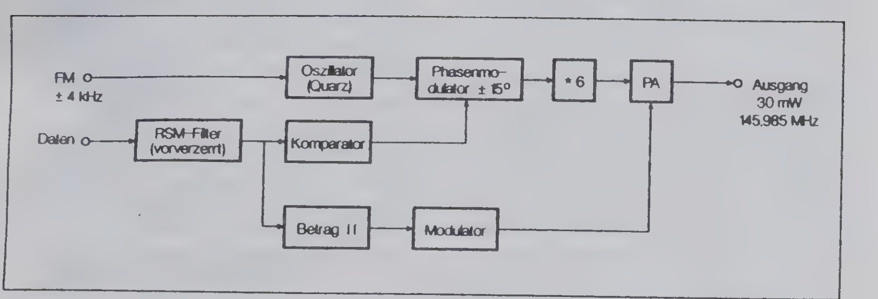


Abb. 3: RUDAK-II Blockschaltbild - Sender

denkbaren Modulationsarten abgedeckt. Auf der Phasenseite ist 9600 RSM bestimmend. Der Sender soll das gleiche 9600 BPS RSM Signal erzeugen, das der RX 3 empfangen kann. Das so bestimmte RSM-Filter erlaubt sowohl 9600 BPS NRZ-S, als auch 4800 BPS Biphase-M. Um den Aufbau des Senders möglichst einfach zu gestalten, passieren die niedrigeren Datenraten für BPSK das gleiche Filter. Das Filter 'greift' dort noch nicht und erzeugt einen wünschenswerten schnelleren Abfall der PSK-Seitenbänder. Da die Daten nicht als kurze Impulse, sondern als Rechtecksignal angeliefert werden, ist das RSM-Filter entsprechend vorverzerrt $[f/sin(f)]$, damit das korrekte RSM-Spektrum entsteht. Das Filter ist hier in analoger Weise ausgeführt. Das entstandene RSM-Signal könnte man nun auf einen Balance-Modulator geben. Zur Vereinfachung und Verbesserung des Wirkungsgrads wird hier das Signal in einen Phasen- und einen Amplitudenanteil zerlegt. Bei BPSK und RSM wird die Phase des Signals um +/− 90° umgetastet. Ein Komparator (Begrenzer) erzeugt das diskrete Phasensignal und moduliert das vom 24 MHz-Oszillator kommende Signal um +/− 15° in der Phase (*s. Abb. 3*). Da sich die Endfrequenz durch Versechsfachung ergibt, erhält man am Ende auch den gewünschten Phasenhub. Eine Mischstufe entfällt dadurch. Um das korrekte RSM/PSK-Signal am Ausgang entstehen zu lassen, wird die letzte Stufe mit dem gleichgerichteten Filtersignal amplitudenmoduliert.

Für die FM wird der Quarzoszillator mit einem, vom RTX-Rechner erzeugten Analogsignal (D/A-Wandlung aus 8 Bit) in der Frequenz gezogen. Auf der Endfrequenz ergibt sich ein Frequenzhub von +/− 4 kHz. Der FM-Eingang ist gleichspannungsgekoppelt. So sind neben FM auch Frequenzkorrekturen, z.B. Dopplershift-Kompensation für einen bestimmten Ort auf der Erde, möglich.

Die Rechner und Speicher

Was nützen einem die tollsten Empfänger und Sender, wenn die Daten nicht verarbeitet bzw. bereitgestellt werden. RUDAK-II besitzt dazu zwei unabhängige Rechner, die beide Zugriff auf alle RX und den TX haben.

Der kleinere R1-Rechner entspricht dem schon im AO-13-RUDAK geflogenen 8 Bit-Computer. Als CPU fungiert ein *65 SC 02*, der mit 819,2 kHz getaktet wird. Sieben 8 KByte-CMOS-RAMs (D 4464, echte CMOS 6 Transistor-Zellen) bilden den 56 KByte großen Hauptspeicher des Rechners. Ein 2 KByte FL-CMOS-PROM

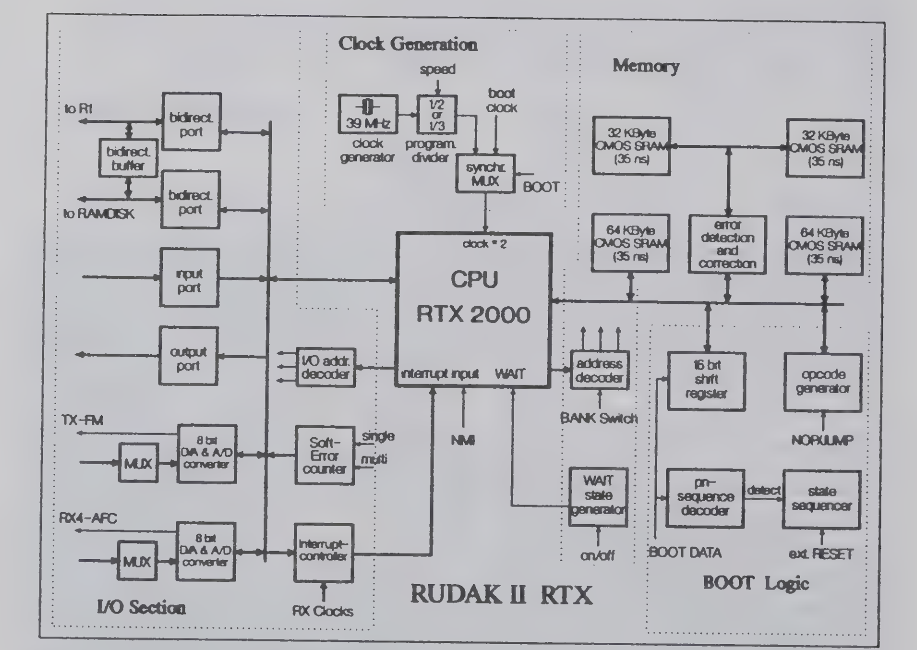


Abb. 4: RUDAK-II RTX - Rechner

wird als Festspeicher verwendet. Es enthält das *ROM Operating System* (ROS), das dem Rechner erlaubt, gleich nach dem Einschalten, eine einfache Telemetrie (400 BPS, AMSAT-Format) zu senden und weitere Software zu laden. Als HDLC-Controller findet die CMOS-Version der *Z80 SIO* (84 C 40) Verwendung. Dieser Baustein ist mittlerweile bei fast allen TNCs ebenfalls vorhanden. Er gestattet hier zwei Links zu bedienen, wobei nur ein Sendezweig für die vorhandene Bake genutzt wird. Wie schon erwähnt, bringt, aus noch unbekannten Gründen, die Verwendung dieses alten Rechners bei RUDAK-II Probleme mit sich. Er scheint unter einem schlechten Stern zu stehen, zumindest im All (AO-13, AO-21), obwohl das Ingenieurmodell auf dem Wasserturm in Ismaning (bei München) seit Jahren einwandfrei läuft, bei einem Stromverbrauch von nur 30 mA.

Nun aber zu dem großen und weitaus interessanteren Rechner. Der RTX-Rechner stellt das eigentliche *Schmankerl* des RUDAK-II-Systems dar (*s. Abb. 4*). Das Herzstück des Rechners ist eine 16 Bit-RISC-CPU *RTX 2000* von HARRIS. Sie wird mit etwa 9,8 MHz betrieben (ein Speicherzugriff pro Takt) und erreicht einen Durchsatz von typisch 10 bis 15 MIPS, maximal sogar bis zu 40 MIPS. Das Besondere an dieser RISC-CPU ist, daß sie als Maschinensprache bereits die Programmiersprache FORTH verwendet, was sich sich zunächst als Widerspruch zu dem RISC-Konzept anhört. In der Tat werden aber bis zu 40 Millionen Hochsprachenbefehle pro Sekunde abgearbeitet. Dies ist an Rechenleistung ein Vielfaches dessen, was auch moderne PCs heute zur Verfügung stellen. Statt Registern enthält die CPU zwei Stapelspeicher zur Operanden- und Rückkehrad-

ressenspeicherung. Insgesamt vier interne Datenpfade ermöglichen die *parallele Ausführung* von Rechenoperationen, Speicherzugriffen, Unterprogramm-Aufrufen und Ein-/Ausgabe-Operationen ohne *'pipelining'* innerhalb *eines* Taktzyklus (ca. 100 ns). Außerdem befindet sich ein schnelles Multiplizierwerk auf dem Chip, das innerhalb eines Taktes zwei 16 Bit-Zahlen zu einem 32 Bit-Ergebnis verknüpfen kann. Diese Eigenschaften machen die CPU auch besonders interessant für Aufgaben aus der digitalen Signalverarbeitung, obwohl sie keinen ausgesprochenen DSP-Prozessor darstellt.

Das bei der AMSAT-DL verwendete Betriebssystem *IPS* ist sehr verwandt mit der Programmiersprache *FORTH* und wird in AO-13 (AO-10) und auch den Bodenanlagen verwendet. Man kann fast behaupten, daß der RTX 2000 praktisch IPS direkt ausführt. Es kann also vorhandene Software leicht angepaßt werden, mit dem Vorteil einer mindestens 100 mal höreren Ausführungsgeschwindigkeit.

Der Hauptspeicher des Rechners besteht aus 128 KByte RAM (=65 536 16 Bit-Worte). Aufgrund der benötigten hohen Zugriffsgeschwindigkeit wurden statische CMOS-RAMs mit einer Zugriffszeit von *35 ns* eingesetzt (Technologie: 4 Transistor-Zellen mit Polysilizium Last-Widerständen). Damit sind *keine WAIT-Zyklen* erforderlich. Im Gegensatz zum R1 ist dieser Speichere mit einer 1 Bit-Fehlerkorrektur (*EDAC*) ausgestattet, um auftretende Soft-Errors (*single event upsets*) abfangen zu können. Aufgrund der sehr hochohmigen Lastwiderstände in den Speicherzellen (in der Gegend von *50 Gigaohm*) muß mit einer höheren Soft-Error-Empfindlichkeit, als bei den im R1 verwendeten *'echten'* CMOS-Zellen gerechnet werden. Wie sich bereits gezeigt hat, treten diese Soft-Errors gar nicht so selten, auch in der niedrigen AO-21-Bahn auf, obwohl die Haupt-Strahlungsgürtel (*Van Allan Gürtel*) eigentlich nicht durchflogen werden. Es sind schon mehrere pro Tag, je nach Sonnenaktivität von der AO-21-Telemetrie angezeigt worden. Da die Fehlerkorrektur-Einheit die korrigierten Daten auf denselben BUS ausgibt, auf dem sie die unkorrigierten vorher eingelesen hat, verdoppelt sich die Datenrate auf dem Datenbus. Die *BUS-Bandbreite* beträgt daher *312 M Bit/s*.

Der RTX-Rechner enthält keinen Festwertspeicher (PROM), da dieser eine der möglichen Ausfallursachen von RUDAK auf AO-13 gewesen sein könnte. Die Betriebssoftware wird, ähnlich wie beim Bordrechner (IHU) der Phase 3-Satelliten (AO-10, AO-13), per direktem Speicherzugriff (DMA) eingeschrieben. Hierzu ist eine BOOT-Logik vorgesehen (*s. Abb. 4*), die die gesamte Steuerung aus dem seriellen Datenstrom der Kommandostrecke ableitet. Der CPU wird während des BOOT-Vorgangs ein NOP-Befehl (*'no operation'*) vorgegaukelt, so daß sie nur als Adreßzähler fungiert. Die Daten werden nicht aus dem Speicher gelesen, sondern in einem Schieberegister vom RX her gesammelt und in das adressierte Wort eingeschrieben. Am Ende des Ladevorgangs wird der CPU ein Sprungbefehl auf den Anfang des geladenen Programms präsentiert und sie mit voller Geschwindigkeit in Gang gebracht. Durch diesen Trick lies sich das ROM auf 32 fest verdrahtete Bits reduzieren, bei verhältnismäßig geringem Hardware-Aufwand. Diese Ladeprozedur lief, wie der ganze Rechner, ab dem ersten Prototyp einwandfrei, so wie jetzt auch im Weltraum.

Einen beträchtlichen Teil des Systems bildet die Ein-/Ausgabe-Sektion. Es wurde hier auf VLSI-Bausteine (SIO etc.) verzichtet, da die hohe BUS-Geschwindigkeit den meisten Standard-ICs Probleme bereitet. Deren Funktionen werden in die Software verlagert. Neben vielen digitalen Telemetrie- und Steuersignalen, stellen zwei 8 Bit-Ports die Verbindung zur RAMDISK und zum R1 her. Ist der RTX abgeschaltet, wird der 8 Bit-Port transparent, so daß R1 und RAMDISK auch in diesem Fall miteinander kommunizieren können.

Insgesamt 16 Eingänge und 2 Ausgänge bilden die Analog-Schnittstelle des RTX-Rechners. Zwei der Eingänge erhalten die demodulierten Orthogonalkomponenten (*I und Q*) des RX 4. Ein Ausgang bedient den VXO dieses Empfängers. Auf diese Weise sind beliebige, kohärente (und natürlich auch inkohärente) Demodulatoren mittels digitaler Signalverarbeitung realisierbar. Ein weiterer Eingang erhält den Diskriminator-Ausgang des RX 1 und ermöglicht so die Demodulation von FM-Signalen bis etwa 20 kHz. Die restlichen Analog-Eingänge werden mit analogen Telemetriesignalen, wie Spannungen, Ströme, Temperatur versorgt. Der zweite Ausgang dient der Frequenzmodulation des Senders.

Die Schaltung mit ihren insgesamt 63 ICs wurde als vierlagige Multi-Layer-Platine durchwegs in CMOS-Technik (wegen Strahlungsfestigkeit) realisiert. Je nach Geschwindigkeitsniveau kommt dabei sowohl die langsame Metall-Gate-Technologie der *HEF 4000-Serie*, als auch die schnelle Poly-Si-Gate-Technologie der *74 HC-Reihe* zum Einsatz. An einigen kritischen Punkten wurden die noch schnelleren *74 AC/FCT-Typen* eingesetzt. Die Leistungsaufnahme des RTX-Rechners liegt im Betrieb bei 1,5 Watt, wobei der größte Anteil von den schnellen RAMs benötigt wird.

Die RAMDISK besteht aus Standard-Technik. Es befinden sich 31 statische 32 KByte-CMOS-RAMs auf der Platine, ohne Fehlerkorrektur. Diese wird per Software durch geeignete Kodierung realisiert. Statt des 32. RAM-Bausteins wurde ein *EPROM* eingesetzt, das zur Hälfte *'schnell'*, und zur anderen Hälfte *'normal'* programmiert wurde. Aufgrund der erhöhten Strahlung im Orbit wird das EPROM mehr oder weniger schnell gelöscht werden. Ziel des Experiments ist es, diese *'Lebensdauer'* in Abhängigkeit vom Programmieralgorithmus zu messen. Interessanterweise hat sich herausgestellt, daß sich der Inhalt des EPROMs nach nun über einem Jahr in der Umlaufbahn *noch nicht verändert* hat! Das ist umso erstaunlicher, da ja durchaus viele Soft-Errors in den schnellen RAMs registriert werden.

Die RAMDISK ist in Blöcke (Sektoren) aufgeteilt, die jeweils 256 (bzw. 128) Byte groß sind. Sie wird ähnlich einem Diskettengerät angesprochen. Eingesetzt wird sie vorwiegend für die Speicherung von BBS-Daten, aber auch zur Zwischenspeicherung von Programmen, Sprachdaten, etc. 1 MByte ist im Vergleich zu anderen Satelliten sehr wenig, allerdings ist hier noch keine SMD-Technik verwendet worden und die herkömmliche DIL-Technik bot nicht mehr Platz. Der Leistungsverbrauch der RAMDISK beträgt lediglich *30 mW*.

RADIO-M1 / RUDAK II

DATENBLATT

"RUDAK II" ist ein Teil des russischen Amateurfunktransponders "Radio M1 (AMSAT OSCAR 21)". "M" steht für Molodetschno, Weißrußland, UdSSR. RUDAK - Regenerativer Umsetzer für Digitale Amateurfunk Kommunikation. Der Transponder ist ein Gemeinschaftsprojekt der AMSAT-U-ORBITA, Molodetschno und der AMSAT-DL-RUDAK-Gruppe, Marburg / München / Hannover.

LAUNCH: 29. Januar 1991, 11:59:52 UTC, von Plesetsk, UdSSR mit WOSTOK-Rakete
SATELLIT: "Untermieter" bei INFORMATOR-1 (russischer, geologischer Forschungssatellit)
ORBIT: Kreisbahn mit 1000km Höhe (U=104,8min), 82,9° Inklination

AMATEURFUNK-NUTZLAST: Linearer und regenerativer Transponder

	Lineartransponder #1:	Lineartransponder #2:	
Uplink:	435,102 - 435,022 MHz:	435,123 - 435,043 MHz	(80 kHz)
Downlink:	145,852 - 145,932 MHz:	145,866 - 145,946 MHz	(invertierend)
Leistung:	10 Watt	10 Watt (max. Ausgangsleistung)	
Baken:			
CW-Tlm	145,818 MHz	145,948 MHz	(8 Werte, 0,2W)
PSK-Tlm	145,952 MHz	145,838 MHz	(30 Werte, 0,4W)
		145,800 MHz	(30 Werte, 2,0W)

(1100 bit/s, R+Scrambler, 2kHz Hub)

Regenerativer, digitaler Transponder, RUDAK II:
2 Bordcomputer mit IPS Betriebssystem:
- **65SC02** CPU mit 56 KByte RAM (Primärrechner)
- **RTX-2000** RISC-CPU (10..15 MIPS, DSP) mit 192 KByte EDAC-RAM
- 1 MByte RAM-Disk (für Mailbox-Daten u.a.)

Betriebs-Software: Packet Radio (AX.25) (Mailbox, Robot, Broadcast, Digipeat), Übertragungsexperimente mit digitaler Signalverarbeitung bis 20kHz u.a.)

RUDAK II - Uplinks:

RX-1:	435,016 MHz +/- 10 kHz / 1200 bps / FSK / NRZIC (Bi-Phase M) (JAS, PACSAT)
RX-2:	435,155 MHz +/- 10 kHz / 2400 bps / BPSK / Bi-Phase S
RX-3a:	435,193 MHz +/- 10 kHz / 4800 bps / RSM / NRZIC (Bi-Phase M)
RX-3b:	435,193 MHz +/- 10 kHz / 9600 bps / RSM / NRZI (NRZ-S) + Scrambler
RX-4:	435,041 MHz +/- 10 kHz / I&Q / RX für RTX-DSP-Experimente

RUDAK II - Downlink: 145,983 MHz

Betriebsart 1:	1200 bps / BPSK / NRZI (NRZ-S) (JAS, PACSAT)
Betriebsart 2:	400 bps / BPSK / Bi-Phase S (AMSAT Mode wie AO-13)
Betriebsart 3:	2400 bps / BPSK / Bi-Phase S (wie RUDAK AO-13)
Betriebsart 4:	4800 bps / RSM / NRZIC / Bi-Phase M (wie RX-3a)
Betriebsart 5:	9600 bps / RSM / NRZI / NRZ-S + Scrambler (wie RX-3b)
Betriebsart 6:	CW-Tastung (nur für Sonderfälle)
Betriebsart 7:	FSK (F1 oder F2B) z.B. RTTY, SSTV, FAX usw. (nur für Sonderfälle)
Betriebsart 8:	FM moduliert mit D/A-gewandelten Signalen des DSP-RISC-Prozessors (z.B. Sprache)

	RADIO M 1 (gesamt)	RUDAK II
Leistungsaufnahme:	40 W (max.)	4,9 W (1,1 W standby)
Abmessungen:	480 * 400 * 300 mm^3	230 * 320 * 120 mm^3
Masse:	22 kg	6,2 kg

Abb. 5: RM 1 - RUDAK-II - Datenblatt

Ausblick

Im Orbit wurden bislang nur die ersten beiden Empfänger (RX1, RX2) für den FM-Modus und die wenigen BBS-Versuche eingesetzt. Beide funktionieren zu voller Zufriedenheit. Hauptaugenmerk wird in nächster Zeit sicher auf den RX3 und vor allem auch den RX4 gerichtet sein. Die Entwicklung der Packet-Radio-Technik schreitet voran und das zeigt sich auch in der Satellitentechnik. Der Trend zu immer höheren Datenraten hält ständig an. Z.B. werden auch immer mehr terrestrische Knoten auf 9600 BPS-Eingaben umgestellt. Diese FSK-Technik nach G3RUH hat auch vor den Satelliten nicht halt gemacht. Derzeit befinden sich bereits drei Satelliten im Weltraum, die diese 9600 FSK benutzen. Zwei davon, *UOSAT 5* (UO-22) und *KITSAT-1* (KO-23) sind derzeit für Funkamateure QRV. Diese Modulationsart ist zwar nicht optimal aus nachrichtentechnischer Sicht, aber dennoch der einfachste Kompromiß bei den vielen kommerziellen FM-Geräten. Allerdings setzt sie starke Signale voraus! Mit vernünftigem Antennenaufwand wird diese Betriebsart voraussischtlich bei hochfliegenden Satelliten, wie P3D nicht zum Einsatz kommen können. Bei den Niedrigfliegern sind die Signale i.d.R. so stark, daß die neue FSK-Technik keine Schwierigkeiten bereitet. Es hat sich gezeigt, daß die Satelliten mit den schnellen Links eindeutig von den Amateuren bevorzugt werden und sich die FSK-Technik bereits als Amateurstandard entwickelt hat. So stehen also auch bei AO-21 Untersuchungen an, ob man neben den schnellen RSM-Links, auch schnelle FSK testen kann. Begrenzungen stellen wieder die Bandbreite und die zur Verfügung stehende Signalstärke dar.

Des weiteren werden sicher eingehende Versuche mit dem RX 4 angestellt werden. Die Erfahrungen daraus werden direkt in das Design des neuen P3D-Satelliten einfliessen.

Was haben nun in erster Linie die Funkamateure vom AO-21? Wir werden, auf vielfachen Wunsch, weiterhin immer wieder mal den FM-Modus, in stark verbesserter Form einstellen. Für einen weltweiten Datentransfer in der Größenordnung des UO-22 oder KITSAT-1 ist sicher die RAMDISK zu klein. Denkbar wäre allerdings ein Zugriff auf Datenpools auf der Erde, deren gegenseitiger Austausch und Benutzerzugang über AO-21 und evtl. auch anderen Satelliten im Verbund durchgeführt wird. Das wird früher oder später auch für die anderen Satelliten eine Lösung sein. Bei UO-22 ist derzeit die Lifetime auf 4 Tage begrenzt. Bei einer weiteren Zunahme der Benutzer und des Gateway-Verkehrs ist es kaum mehr zu schaffen in dieser Zeit größere Files aus dem Satelliten zu lesen, zumindest nicht ohne eine vollautomatisch gesteuerte Station, die auch in den Nachtstunden und zur Arbeitszeit (wenn beaufsichtigt!) arbeitet. Schließlich macht es auch nicht viel Sinn, wenn man immer mehr Satelliten ansprechen muß, um auf dem Laufenden zu bleiben. Allerdings ist das noch Zukunftsmusik und bedarf der Schaffung vieler Voraussetzungen. Aber träumen darf man sicher - so sind schon viele nützliche Dinge entstanden.

AMSAT OSCAR Phase 3D - Nutzlasten und Betriebsarten

Hanspeter Kuhlen, DK1YQ, AMSAT-DL
Am Römerbrunnen 8; 8011 Aschheim bei München

Anfang 1996 wird mit ARIANE 5 eine weitere Generation des erfolgreichen europäischen Launchers in Dienst gestellt. Mit dem Teststart 502, vermutlich aber schon mit 501 soll, wie auch schon bei den Vorgängerinnen ARIANE 3 (AO10) und 4 (AO13) ein weiterer Amateurfunksatellit der AMSAT-DL auf eine hoch-inklinierte elliptische Bahn, ähnlich der von OSCAR 13, gebracht werden.

Die Vorbereitungen zu dieser neuen Mission befinden sich nun nach etwa zwei Jahren in einer Phase, wo Wünsche und Erwartungen von Nutzern der Jahre 1996 bis 2004 ermittelt (erahnt) und in konkrete Nutzlasten (Transponder/Antennen, Computer, Kameras usw.) umgesetzt werden müssen. Dieser Vortrag gibt einen Überblick über die bisher vorgesehenen Nutzlastexperimente, sowie deren Betriebsmöglichkeiten, wie sie im Frühjahr dieses Jahres bei der dritten Systembesprechung in Marburg definiert wurden.

Die Bedarfsermittlung stützt sich auf eine Reihe von internationalen Meinungsumfragen durchgeführt von den AMSAT-Organisationen weltweit unterstützt von V/UHF Interessenvereinigungen, OSCAR Nutzerumfragen und vielen anderen, die durch eigene Vorschläge und Überlegungen zum jetzigen Konzept beitrugen.

P3D - die nächste Generation von Amateurfunksatelliten

Wenngleich auch der Meinungsbildungsprozeß noch nicht beendet ist, so zeichnen sich doch inzwischen Konturen ab, die durch harte Fakten (=Design und Prototypenhardware) im Laufe dieses Jahres "eingefroren" werden, vorausgesetzt die freiwilligen Mitarbeiter halten an ihren hochgesteckten Zielen fest.

Phase 3D ist mit seiner erwarteten Startmasse von ca. 400 bis 500kg (eine Verdreifachung der Startmassen gegenüber OSCAR13) und einer Solargeneratorleistung von bis zu 400W mit Sicherheit eines der ehrgeizigsten Programme des Satellitenamateurfunks. Bild 1 zeigt P3D im Größenvergleich zu seinen Vorgängern. Mit diesen Rahmenbedingungen eröffnen sich natürlich völlig neue Perspektiven in der Realisierung von Betriebsarten und Leistungsmerkmalen.

Ganz im Sinne des Amateurfunks ist auch dieses Projekt der AMSAT-DL ein internationales Vorhaben, was sich in den mitarbeitenden Projektgruppen, die aus mehr als zehn Ländern aus fast allen Kontinenten (!) stammen, zeigt. Dies zeigt ebenfalls, daß es auch bei Phase 3D wieder ganz im Sinne des Amateurfunks, nämlich völkerverbindend und grenzüberschreitend, zugehen wird. Tatkräftige Mitarbeiter(-innen), die sich in den nächsten drei bis vier Jahren hierbei engagieren möchten, sind herzlich eingeladen, auf allen Gebieten ihr Wissen, Können, Beziehungen, Werkzeuge, Einrichtungen usw. in dieses Vorhaben einzubringen.

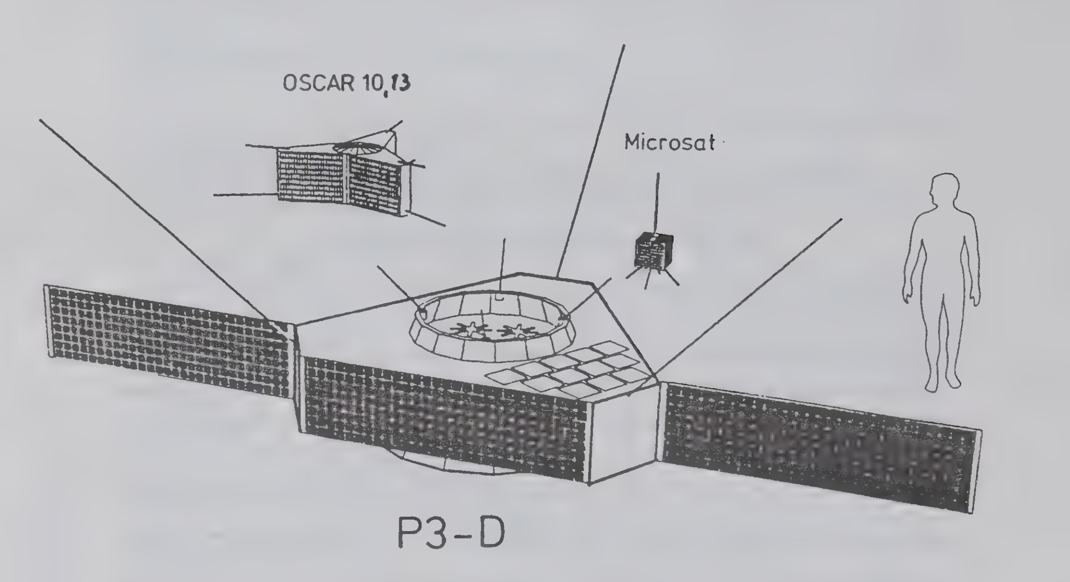


Bild 1: Größenvergleich Phase 3D

Satellitenorbit und Sichtbarkeit

Mit dem neuen P3D-Konzept sollen in mehrfacher Hinsicht völlig neue Wege beschritten werden. Zwei Systemparameter, die sich aus den Erfahrungen mit OSCAR 10 und 13 als besonders wichtig herausgestellt haben, erfuhren bei der Systemdefinition diesmal besondere Aufmerksamkeit, nämlich Sichtbarkeitszeiten sowie die Leistungsbilanz auf den Funkstrecken.

Da bereits die Finanzierung eines Satelliten dieser Größenordnung beachtliche Probleme mit sich bringt, ist an ein Mehrsatellitensystem für eine kontinuierliche Ausleuchtung der Erde

nicht zu denken. Mit einem einzelnen Satelliten kann man jedoch bei geschickter Bahnwahl dem Ziel einer tagesoptimierten Verfügbarkeit schon sehr nahe kommen. Dies geschieht indem man die üblichen Tageszeiten, an denen vorzugsweise Funkbetrieb gemacht werden könnte, ermittelt bzw. vorgibt. Also, daß zumindest morgens zwischen 5 und 8Uhr and abends zwischen 18 und 24Uhr der Satellit über dem jeweils lokalen Horizont sichtbar sein sollte.

Der lokale Horizont bedeutet natürlich in jeder Region etwas Anderes. Betrachten wir einmal auf einem Globus die Erde aus der (Nord)polperspektive, so erkennt man, daß die großen Landmassen, grob gesehen, um 120° Länge voneinander entfernt liegen, entsprechend einem Drittel Tag bzw. acht Stunden zeitlicher Abstand. Etwas genauere Analysen gingen von den Zonen Europa/Afrika (UTC+1h), Asien/Australien (UTC+10h) und Amerikas (UTC-6h) aus.

Definiert man nun einen Orbit mit einer Umlaufdauer, die sich harmonisch zu diesen acht Stunden verhält, so wird eine Anbindung an den Sonnentag (=Kalendertag) erreicht, bei dem sich in jeder der drei Zonen täglich Sichtbarkeiten zu den gewünschten lokalen Morgen- und Abendzeiten einstellen. Diese Überlegungen führten auf eine Umlaufzeit von 16h, einer Bahn also, die sich nach 48h wiederholt.

Da sich weitaus mehr Funkamateure auf der nördlichen als auf der südlichen Erdhalbkugel befinden, wurde wieder eine zeitliche Bevorzugung der nördlichen Hemisphäre durch eine elliptische Bahn mit einer hohen Bahnneigung gegen den Äquator (Inklination 63°) gewählt. Bedingt durch die Drehung der Apsidenlinie (=Linie Perigäum-Apogäum) wandert der Apogäumspunkt im Laufe von einigen Jahren über die nördliche Hemisphäre, um sich dann nach drei bis vier Jahren über der südlichen Hemisphäre zu befinden. So kommen über die nominelle Lebensdauer von hoffentlich zehn Jahren alle Regionen in den Vorteil langer Sichbarkeitszeiten.

Besondere Brisanz liegt in der Wahl des Perigäumswinkels (AP=Argument of Perigee). Wie man aus Bild 2 erkennen kann, werden die Sichtbarkeitszeiten für die südlichen Breiten im gleichen Maße schlechter, wie es für die Nördlichen besser wird. Wegen der gravierenden Auswirkungen wird hierüber erst zu einem späteren Zeitpunkt in Absprache mit Vertretern der betroffenen Regionen (VK/ZL/ZS/PY/LU u.a.) und im Einvernehmen mit der IARU letztlich entschieden werden. Anderslautende, zum Teil in Packetnetzen kursierende Angaben hierzu sind nicht richtig.

Nachteilig an einer 16h-Bahn ist die Tatsache, daß hierfür ein sehr hohes Apogäum von fast 50000km nötig ist. Dies hat zwangsläufig eine höhere Steckendämpfung zur Folge. Damit sind wir beim zweiten wichtigen Parameter, der Leistungsflußdichte auf den Funkstrecken. Erfahrungen mit OSCAR 10 und 13 haben gezeigt, daß der Antennenaufwand für eine gute SSB-Verbindung im Mode B (70cm/2m) doch noch relativ groß ist.

Genauere Linkanalysen ergeben, das etwa 10 bis 13dB erhöhter Streckenverstärkung (einschließlich Up- und Downlink) zwar noch keinen Handfunkbetrieb ermöglichen, aber doch Möglichkeiten für einen DX-Betrieb auch für wohnungsbedingt "antennengeschädigten" Funkamateuren eröffnet. Diese 13dB sollen sowohl über eine deutliche Leistungssteigerung der Endstufen im Satelliten als auch über einen vergrößerten Antennengewinn erfolgen.

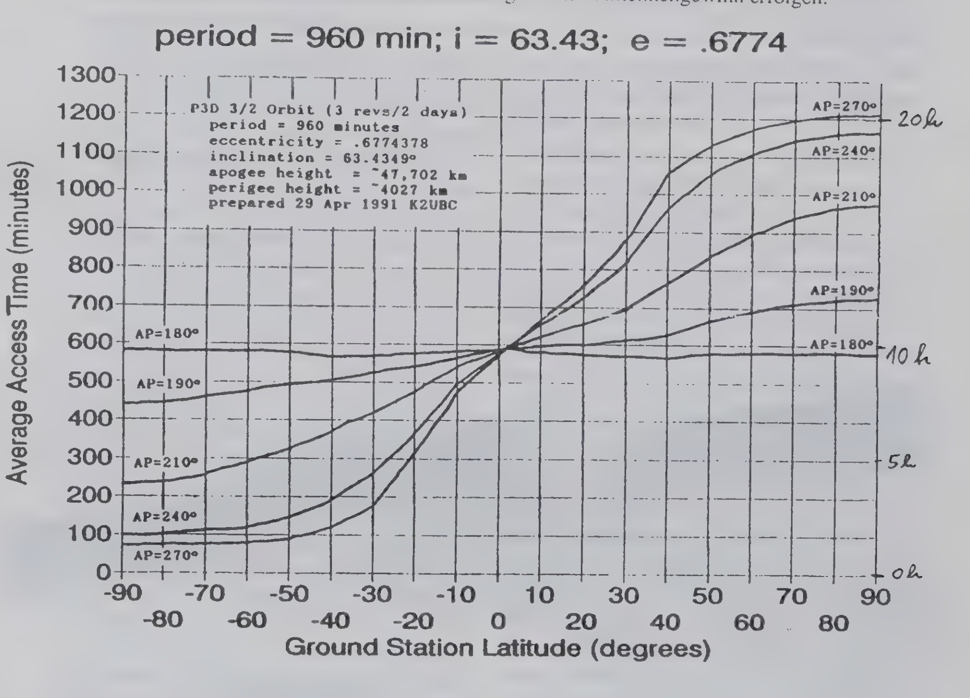


Bild 2: Tägliche Sichtbarkeitsdauer in Abhängigkeit des Perigäumarguments (AP)

Transpondernutzlasten und Frequenzbänder

Im folgenden sollen kurz alle Nutzlasten vorgestellt werden, die nach dem derzeitigen Stand mit großer Wahrscheinlichkeit zum Einsatz kommen werden. Die Bezeichnungen einzelner Betriebsarten orientierte sich bisher an Terminologien, bei denen inkonsequenterweise mal der Uplink - und mal der Downlinkfrequenzbereich zur Namensgebung verwendet wird. Dieser Verwirrung soll hier zunächst dadurch Einhalt geboten werden, daß nur noch von einzelnen Bändern und ihre voraussichtliche Verwendung die Rede sein soll.

Exakte Frequenzen sind derzeit noch nicht endgültig festgelegt. Es werden hier deshalb die Frequenzangaben nur vorläufig gemacht, wenngleich sie auch auf Empfehlungen der IARU basieren und schon mit verschiedenen nationalen Verbänden abgesprochen sind.

Grundsätzlich gilt, daß zwar der Mode B(U) mit 70cm vom Boden zum Satelliten und 2m auf der Abwärtsstrecke, noch vorgesehen bleibt, jedoch eine generelle Tendenz zu den höheren Bändern sich abzeichnet. Bedingt durch die mehr und mehr verfügbaren Bauteile aufgrund neuer Übertragungsmedien (Mobilfunk 0.9/1.8GHz; Sat-TV 11/12GHz), sollen in erster Linie neue Möglichkeiten in den oberen Frequenzbändern eröffnet werden. Auch der Aspekt der Bandnutzung gegenüber dem wachsenden Frequenzhunger kommerzieller Interessenten sollte mit diesem Vorhaben Rechnung getragen werden.

Jedes in Frage kommende Amateurfunkband hat bekanntlich so seine eigenen Reize und Verfechter. Es fällt schwer, bestimmte Bänder zu bevorzugen oder andere zu benachteiligen. Es wurde deshalb eine Matrix entwickelt, die zumindest sinnvolle Kombinationen darstellt (Bild 3). Ob diese Vielfalt tatsächlich zum Einsatz kommt, wird sich gegen Ende des Jahres abzeichnen, wenn die entsprechenden Arbeitsgruppen sich konkret zu ihren Vorhaben geäußert haben, und Prototypen (oder zumindest ausgearbeitete Konzepte) vorliegen.

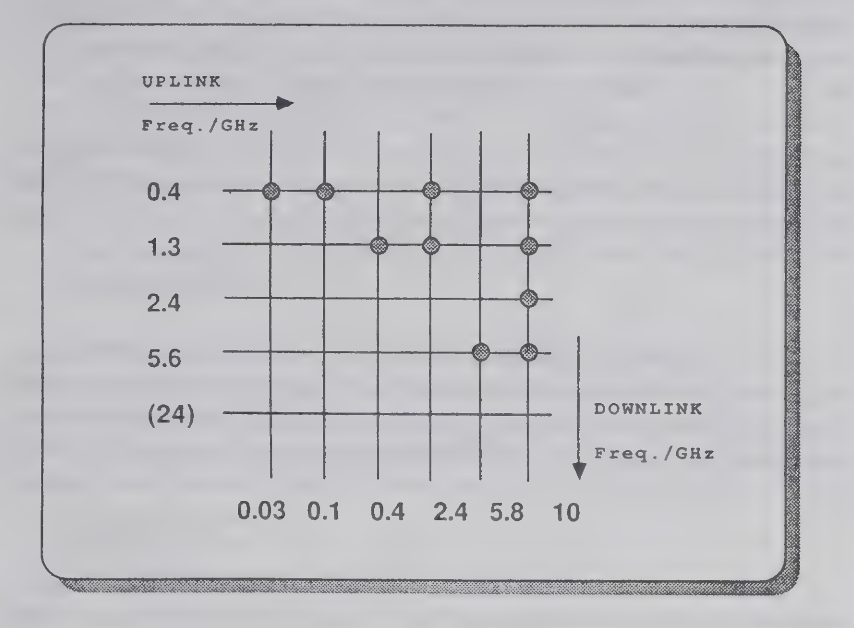


Bild 3: Kombinationsmöglichkeiten der Transpondernutzlasten

Zur Erhöhung der Flexibilität der gesamten Transpondernutzlasten sollen mit Hilfe einer Schaltmatrix im ZF-Bereich (54MHz) alle Empfänger mit allen Sendern, soweit sich daraus sinnvolle Kombinationen ergeben, zeitlich veränderbar, d.h. in Abhängigkeit von Orbitposition, Energiebilanz, Nutzerforderungen oder sonstiger Aspekte verbunden werden können.

Damit kann zunächst die Festlegung sämtlicher Betriebsarten bis auf die Zeit nach der Inbetriebnahme (1996) verschoben werden, da dann mit der programmgesteuerten Matrix jeder gewünschte Zustand eingestellt werden kann. Auch die Möglichkeit gleichzeitiger Modes ist vorgesehen, sofern dies leistungsmäßig vertretbar ist. Schließlich können damit auch lineare und regenerative (RUDAK) Modes in gewissem Umfang in den verschiedenen Kombinationen eingesetzt werden. Die genaue Architektur dieser Einrichtung sowie die Detailfragen bezüglich der Schnittstellen wird derzeit geklärt.

Hier nun die vorgesehenen Bänder/Nutzlasten bzw. ihre Verwendungen im Einzelnen:

=> 30MHz-Band (10m)

Ein Vorschlag zur Belegung dieses Bandes wird von AMSAT-SA eingebracht. Er ermöglicht die Abstrahlung von Rundsprüchen im 10m-Band in AM compatible SSB (CAM). Spezielle Uplinkstationen (z.B. auf 70cm) laden den Text von ca. 10Minuten Länge digital in einen bordresidenten Speicher. Anschließend kann der Speicherinhalt periodisch ausgelesen und mit etwa 100W PEP auf dem 10m-Band abgestrahlt von einfachsten Empfängern (AM) empfangen werden. Dieser Mode ist speziell für Demonstrationen und Veranstaltungen im Amateurfunk sowie als Infomedium für "Neueinsteiger" geeignet.

=> 145MHz-Band (2m)

Das 2m-Band ist weltweit so stark belegt, daß es leider nur noch als Downlinkband verwendet werden kann. In Kombination mit der 70cm Uplink erfreut es sich nach wie vor so großer Beliebtheit, daß mehrere Versuche bisher, den Mode U(B) aufzugeben, am Protest vieler Benutzer gescheitert sind. Dieser Mode hat sich so zur beliebtesten Betriebsart entwickelt, daß beschlossen wurde, Mode B in Zukunft sogar mit ca. 9dB höherer Strahlungsleistung (+6dB durch PA Leistung; +3dB durch vergrößerten Antennengewinn) anzubieten. Die Frequenzbereiche werden beibehalten, sodaß in Bezug auf diesen Mode P3D direkt als Nachfolger des wohl kurz darauf verglühenden OSCAR 13 angesehen werden kann. Als Betriebsarten kommen lediglich die Schmalbandmodes SSB und CW in Frage. Für andere Modes wie z.B. Packet Radio reicht die für Satellitenbetrieb verfügbare Bandbreite nicht aus.

=> 435MHz-Band (70cm)

Das 70cm-Band ist gleichermaßen als Up- wie auch Downlinkband vorgesehen. Mit seinem ganzen MHz an Bandbreite sind neben vielen schmalbandigen Nutzern auch höherratige Packetübertragungen (9600bit/s) möglich.

=> 1269MHz (24cm)

Dieses Band ist als ein reines Uplinkband vorgesehen. In der Kombination mit dem 70cm-Band als Downlink könnte es das Hauptarbeitsband der Zukunft werden, da hier schon mit geringerem Aufwand ausreichende Antennengewinne erzielt werden können. Zudem sind Leistungstransistoren in diesem Bereich noch bezahlbar und auch für den nicht mit Zugriff auf ein aufwendiges Mikrowellenlabor verwöhnten Funkamateur noch verwendbar.

=> 2400MHz (12cm)

In erster Linie als Downlinkband vorgesehen. Aus den überaus guten Erfahrungen mit Mode S bei OSCAR 13 entstand der feste Entschluß, dieses Band zumindest als Downlink zu aktivieren. Die Verwendung in der Uplink ist noch nicht gesichert, da auch kein großer Bedarf hierfür gesehen wird.

=> 5.6GHz/5.8GHz (5cm)

Die Verwendung dieses in Amateurfunkkreisen bisher stark vernachlässigten Bandes liegt in dem Reiz, mit einer gemeinsamen Bodenantenne für Up-und Downlink Betrieb zu machen. Auch ließen sich hierüber Versuche mit breitbandigen Modulationsverfahren realisieren. Der Aufwärtsbereich wird mit 5640-5660MHz und der Abwärtsbereich mit 5830-5850MHz vorgesehen. Die Streckenleistung wird allerdings nicht für ATV ausreichen. Allerdings wären hochratige Datenstrecken, auch zur datenreduzierten Bildübertragung, durchaus denkbar.

=> 10GHz (3cm)

Dieses reine Downlinkband, bis zum Erscheinen der Direkt Fernseh- und Rundfunksatelliten (ASTRA, Kopernikus u.v.a.m.) eine Domäne weniger Spezialisten, ist inzwischen mit Bauteilen aller Art sehr gut erschlossen. Unglaublich billige Ku-Band Parabolspiegel, Verstärker usw. lassen sich einsetzen, um praktisch die gemeinsame Downlink für alle Uplinkstrecken zusammen zu bilden. Hierfür sind im Frequenzbereich direkt unterhalb 10.495GHz mehrere MHz an Bandbreite vorgesehen. Leider wird voraussichtlich auch in diesem Band die Leistung nicht ausreichen, um direktes ATV mit vernünftigem Signal-Rauschabstand zu übertragen. Aber auch hier ist ein großer Fortschritt bei Datenreduktionsverfahren zur Bildübertragung zu erwarten, sodaß unter Umständen doch Bewegtbildübertragungen möglich werden.

Die an Bord befindlichen CCD-Kameras werden zumindest Bilder liefern, die allerdings hauptsächlich nicht in Echtzeit übertragen werden sollen. In diesem Zusammenhang werden eine Reihe von Datenreduktionsverfahren untersucht und erprobt, sodaß die letztliche Beantwortung der Frage erst der Versuch liefern wird.

=> 24GHz (1cm)

Aus energetischen Gründen ist dieses Band ausschließlich nur für Uplinkverwendung nutzbar. Hier ist an eine Anwendung als Radiometer gedacht. Ausgerichtet auf eine Rauschquelle (Erde) kann es zur Bestimmung der momentaren Lage (Attitude) herangezogen werden.

On-board Computer und weitere Experimentalnutzlasten

Grundsätzlich besteht ein Satellit, und P3D bildet da keine Ausnahme, aus der Plattform und der Nutzlast (Payload). Die Plattform oder auch "Bus" genannt setzt sich zusammen aus den Subsystemen Struktur, Stromversorgung (Solarpanel, Batterien usw.), Lageregelung, Thermalkontrolle und Antriebssystem.

Ein zentraler Computer, die sogenannte Integrated Housekeeping Unit (IHU), kontrolliert und steuert autonom den gesamten Betrieb zur Erhaltung der spezifizierten Rahmenbedingungen die für den Betrieb der Nutzlasten notwendig sind: Stromversorgung, Wärmeabfuhr, Antennenausrichtung. Hierzu stehen Telemetriesensoren zur Verfügung, die, unter Kontrolle der IHU, alle wichtigen Betriebsparameter erfassen. Außerdem werden Telekommandos der Bodenkontrollstationen ausgewertet und in entsprechende Aktionen umgesetzt. Zum Beispiel eine Änderung der Lage zur Ausrichtung des Solargenerators zur Sonne, Umschalten der Betriebsarten usw..

Die IHU ist natürlich nicht für die allgemeine Benutzung zugänglich. Jedoch hat es sich bereits bei früheren Satelliten gezeigt, daß es von Vorteil ist, wenn eine Bordintelligenz zur Verfügung steht, mit der man auch andere Anwendungen unterstützen kann. Zu der auch ohne Weiteres mehrere Stationen Zugriff haben können, ohne daß bei Fehlbedienung, Softwareabsturz oder sonstiger Probleme gleich auch der Satellitenbetrieb gefährdet wäre.

In der Vergangenheit konnte dieses Problem praktisch durch "Personalunion" im Prinzip gelöst werden. Kommandostationen für OSCAR10/13/21 waren gleichzeitig auch Kommandostationen für die Regenerativen Packet Radio Nutzlasten (RUDAK). In P3D ist jedoch mit sehr viel mehr verschiedenen Nutzlasten zu rechnen, deren Kontrolle durch eine weitaus größere Anzahl von AMSAT Gruppen, von denen auch die Geräte stammen, ermöglicht werden muß. Darüber hinaus sollten auch für einen erweiterten Kreis von

Funkamateuren begrenzt Zugriffsmöglichkeiten auf bestimmte Einrichtungen geschaffen werden.

Zu diesem Zweck ist ein von der IHU unabhängiges, zweites autonomes Bordcomputersystem vorgesehen, das auf der Basis von RUDAK-2 zur Zeit definiert wird. RUDAK ist ein Packet Radioexperiment, das in einem anderen Beitrag dieser Veranstaltung vorgestellt wird. Über diesen Computer werden neben den inzwischen auch von vielen anderen Amateurfunksatelliten hinlänglich bekannten Packet Radio Modes (Direkt QSO, Digipeat, Mailbox usw.) auch die Kontrolle von weiteren Experimentalnutzlasten vorgesehen.

Zu den weiteren Experimentalnutzlasten zählen drei CCD-Kameras mit Datenspeicher, ein Empfänger für Satellitennavigation (GPS), ein Radiometer für den Bereich bis 15MHz (Radioastronomie) sowie ein Rubidium Frequenznormal.

Auch die Steuerung der oben erwähnten 10m-Downlink ist hierüber vorgesehen. Desweiteren ein spezielles neuartiges 100mN Experimentaltriebwerk (ARCJET), dessen Funktion unter Weltraumbedingungen beobachten werden soll.

Für all diese Einrichtungen sollen mit Hilfe des RUDAK-Computers intelligente Nutzerschnittstellen bereitgestellt werden, die sowohl eine fehlergeschützte Datenübertragung mit Zugriffssicherung als auch eine autonome Test- und Protokollumgebung garantieren.

Zur Vermeidung größerer Kabelbäume wird derzeit untersucht, ob bzw. wie beide Rechner, IHU wie auch RUDAK, mit einem Standard Datenbussystem ausgerüstet werden kann. Hierfür werden besonders die aus der Automobilindustrie hervorgegangenen sogenannten Controller Area Networks (CAN) Chips untersucht, die für diesen Einsatz funktionsmäßig sehr große Vorteile bringen würden. Inwieweit sie auch der Strahlenbelastung des P3D Orbits über 10 Jahre standhalten, ist ein Problem, das zur Zeit noch genauer untersucht wird.

SCHLUSSBEMERKUNG

Ein solches Vorhaben lebt von der Einsatzbereitschhaft seiner Mitarbeiter. Vieles Interessante liegt mit Sicherheit vor uns. Das, was in diesem Papier vorgestellt wurde, berichtet vom Stand der Diskussionen und Planungen. Nun gilt es, in den nächsten vier Jahren diese Pläne umzusetzen, bis in den Orbit hinein zu entwickeln, zu bauen, zu testen. Machen Sie mit.

Dipl.-Ing.
Erich H. Franke
DK6II
Lenaustraße 20
D-7535 Königsbach-Stein 2

Das GPS-Satelliten-System

Eine Einführung

Skriptum zum Vortrag anläßlich der 37. UKW-Tagung am 19./20.9.1992 in Weinheim

Königsbach-Stein, im August 1992

1 Einführung

Hinter dem Begriff Global Positioning System, kurz GPS genannt steht ein weltweit verfügbares, satellitengestütztes Navigationssystem hoher Genauigkeit für terrestrische und erdnahe Anwendungen.

GPS war ursprünglich durch das amerikanische Verteidigungsministerium (U.S. Department of Defense, DoD) als rein militärisches System konzipiert, wurde jedoch 1978 durch den INMARSAT[1] Act sowie 1983 durch den Senat[2] für den zivilen Einsatz freigegeben. Dies ist im "Federal Radionavigation Plan (FRP)" niedergelegt.

Heute, nunmehr zehn Jahre nach dieser grundlegenden Entscheidung haben sich Anwendungen von GPS geradezu lawinenartig entwickelt und greifen immer weiter in den Alltag ein. Der Grund hierfür ist, daß sich am Markt eine wachsende Anzahl Hersteller qualitativ hochwertiger und kostengünstiger Empfänger etablieren, die nunmehr die für Konsumer-Anwendungen akzeptablen Preiskategorien erreichen.

Wir wollen uns nun anschauen, was sich hinter dem GPS-System verbirgt, wie es funktioniert und was man damit alles anfangen kann.

[1] International Maritime Satellite

[2] Senate Resolution 69 and House Resolution 190 9/10 1983

2 Satelliten und Segmente

Wie bereits gesagt, GPS ist ein präzise arbeitendes Navigationssystem, das sich auf Satelliten abstützt, die die Erde in 12-Stunden-Bahnen[3] umkreisen. Diese Satelliten bilden den in der Literatur als "Raumsegment" bezeichneten Anteil des Gesamtsystems.

Die Satelliten umkreisen dabei die Erde in verschiedenen Bahnebenen, die verschiedene Winkel zwischen polaren und äquatorialen Bahnen abdecken. Wir haben es also mit umlaufenden Satelliten und nicht mit geostationären zu tun. Die Satellitenbahnen sind in sechs sogenannte Abstandskäfige eingeteilt, von denen jeder für ca. vier Satelliten ausgelegt ist. Der mittlere Erdabstand beträgt ungefähr 25000 km oder 13500 nautische Meilen.

Das Ziel dieser Anordnung ist, das zu jeder Zeit und an jedem Punkt der Erde mehr als vier Satelliten gleichzeitig 'zu sehen' sind. Genauer gesagt die Elevation der Satelliten soll mehr als 5° über dem Horizont betragen. Dies ergibt sich aus der Tatsache, damit der Betrieb auch unter Verwendung einfacher Empfangsantennen mit Rundstrahlcharacteristik (z.B. Patch-Antennen) möglich ist.

Heute befinden sich von den 24 geplanten ungefähr 20 Satelliten[4] im Orbit, wodurch eine 24-Stunden-Abdeckung bereits sichergestellt ist. Hiermit sind in der nördlichen Hemisphäre häufig sechs bis acht Satelliten gleichzeitig sichtbar. Die 24-Stunden-Abdeckung der Erde ist nach Angaben des DoD bereits ab 18 Satelliten prinzipiell erreicht. Das 'mehr' an Satelliten soll die Redundanz und damit die Navigation unter schwierigen Empfangsverhältnissen verbessern. Wir werden darauf noch zu sprechen kommen.

Das Satelliten-Startprogramm sah vor zwischen 1978 und 1989 insgesamt zehn Satelliten (Block I) zu plazieren, um die Entwicklung von Empfängern zu ermöglichen. Diese Satelliten besitzen eine begrenzte Lebensdauer. Wie viele von Block I noch im Dienst sind, ist dem Autor nicht bekannt.

Die Plazierung der Stalliten des Block II begann im Februar 1989. Dieser Block umfaßt sowohl die für den betrieblichen Einsatz vorgesehenen als auch eingeplante Reserven mit insgesamt 28 Satelliten. Das GPS-Stationierungsprogramm verzögerte sich nicht zuletzt durch die Challenger-Katastrophe am 28.1.1986, so daß die volle Verfügbarkeit nicht wie geplant 1991 sondern erst jetzt erreicht wurde.

[3] 11' 58"

[4] bezogen auf das Jahr 1992

Über Block II hinaus ist Block IIR mit 20 Einheiten als 'Replacement' vorgesehen, die ab 1994/95 gestartet werden sollen und neben weiteren Verbesserungen eine Lebensdauer von mindestens 10 Jahren besitzen sollen.

Zurück zum Raumsegment. Die Satelliten besitzen standardmäßig zwei Downlink-Strecken. Die eine arbeitet auf 1.2 GHz[5] und ist der militärischen Komponente von GPS vorenthalten. Die zweite, für den zivilen Bereich interessante arbeitet im L-Band auf 1.6 GHz[6]. Auf dieser Strecke werden Daten sowohl für die militärische als auch für die zivile Nutzung in unterschiedlichen Modulationsverfahren und verschiedenen Codierungen übertragen. Wir werden die Unterschiede gleich näher diskutieren.

Zu den beiden Downlink-Strecken gehört ein Uplink im S-Band, auf dem Steuer- und Korrekturdaten vom "Steuersegment" zum Satelliten übertragen werden. Die Datenrate beträgt hier zwischen 500 und 4000 Bit/sec.

Hinter dem Begriff "Steuersegment" steht eine weltweit operierende, komplexe Organisation von Monitorstationen und dem Master Control Center (MCC), das sich in der Falcon Air Force Base in Colorado befindet.

Die Monitor-Stationen sind dabei über die ganze Erde verteilt und überwachen permanent die Signale der Satelliten und melden Abweichungen über eine 9.6 kBit/s-Strecke in das MCC. Dies ist notwendig, da die Navigation im GPS-System im wesentlichen auf der Messung und dem Vergleich von Signallaufzeiten basiert, die wetterbedingt wesentlichen lokalen Schwankungen unterworfen sein können. Ebenfalls sind die Satellitenbahnen Schwankungen durch Inhomogenitäten des Erdmagnetfeldes sowie der Interaktionen mit anderen Himmelskörpern unterworfen. Deshalb müssen die Bahn- und Ausbreitungsdaten permanent kontrolliert und 'nachgeregelt' werden, wobei die so aufgebaute 'Regelschleife' die Monitorstationen, das MCC sowie das Raumsegement, also die Satelliten selbst, umfaßt. Die korrigierte Information wird nun über die Satelliten im sog. Nav-String an die Benutzer geschickt.

Das dritte, als "Benutzersegment" bezeichnete Segment, wird durch die GPS-Empfänger selbst bestimmt. Die Empfänger sind rein passiv, das heißt, sie hören lediglich auf die Information vom Satelliten und werten diese in Form des Nav-Strings aus. Ein Rückkanal, wie er bei anderen satellitengestützten Systemen[7] implementiert ist, ist bei GPS nicht vorgesehen. Schauen wir uns das Verfahren der Informationsaussendung und die Vorgänge im Empfänger näher an.

---

[5] 1227.60 MHz. Wird auch als L2-Frequenz bezeichnet

[6] 1575.42 MHz. L1-Frequenz

[7] z.B. EUTELTRACS (OmniTracs)

3 Zweierlei Codes

Der militärisch nutzbare Dienst benutzt ein breitbandiges Modulationsverfahren auf Basis eines Bandspreizverfahrens[8], wobei Spreizcode und Inhalt nicht öffentlich zugänglich sind. Dieser Dienst wird als PPS[9], oder in der Literatur als P-Code bezeichnet, wobei man das "P" mit den Begriffen "Precision" oder "Protected" erweitern kann.

Wie dem auch sei, der PPS ist nur Nutzern zugänglich, die durch das U.S. Department of Defense authorisiert sind und das dürften nach Lage der Dinge ausschließlich militärische Dienststellen sein. Die Zugangsberechtigung wird durch die Verschlüsselung des P-Code-Signales sichergestellt. Der PPS ermöglicht ohne weitergehende besondere Maßnahmen eine Genauigkeit im Bereich von Metern.

Für zivile Anwendungen kommt im Gegenzug ausschließlich der sogenannte C/A-Code in Betracht. Hinter dieser Abkürzung steht der Begriff "Coarse Acquisition", aus dem sich bereits ablesen läßt, daß der zivile Dienst SPS[10] eine geringere Genauigkeit besitzt als der militärisch genutzte PPS.

Das Modulationsverfahren das dem C/A-Code zu grunde liegt ist ebenfalls ein phasenmoduliertes Spreizverfahren, jedoch ist die Bandbreite gegenüber dem P-Code deutlich geringer. Es wird hier mit einer Schaltrate (switching rate) von 1.023 MHz gearbeitet. Der Unterschied zum P-Code hat etwas mit der Störbarkeit des Systems zu tun und soll an dieser Stelle nicht näher diskutiert werden.

Die Datenrate, mit der die Sendungen von den Satelliten abgestrahlt werden sind recht niedrig. Es wird mit 50 Bit/sec gearbeitet, wobei das Signal über den Spreizcode über den gesamten Empfangskanal verteilt wird. Der Spreizcode hat hier nichts mit Verschlüsselung zu tun. Er stellt lediglich sicher, daß alle Satelliten quasi auf der gleichen Frequenz arbeiten können ohne sich gegenseitig zu stören. Zu diesem Zweck wird aus der Satellitennummer ein Pseudozufallsmuster gebildet, das mit dem Sendesignal gemischt wird und für die Spreizung sorgt.

Im Empfänger können einzelne Satellitensignale per Korrellation erkannt und über 'Herausrechnen' des Pseudo-Zufallsmusters wieder getrennt werden.

Dies macht es einem Empfänger erst möglich quasi gleichzeitig mehrere Satelliten zu beobachten und aus den beobachteten Signallaufzeiten die eigentliche Positionsbestimmung vorzunehmen.

---

[8] Spread Spectrum Direct Sequence

[9] Precise Positionig Service

[10] Standard Positioning Service

Gute Empfänger sind dabei in der Lage, sechs Kanäle gleichzeitig zu empfangen und auszuwerten. Wir haben vorhin gehört, daß zur dreidimensionalen Navigation vier Satelliten ausreichen, warum also sollen mehr Kanäle gleichzeitig empfangen werden?

Die Frage ist einfach zu beantworten. Stellen wir uns einen Empfänger vor, der sich in hügeligem Gelände oder in einer Stadt mit höheren Gebäuden bewegt.

Ein derartiger Empfänger wird immer nur einen Teil des gesamten Himmels sehen, wobei dieses Segment je nach örtlicher Bebauung und Bedeckung ständig seine Lage ändert.

Somit verändert sich auch laufend die Sichtbarkeit der Satelliten. Ein Empfänger, der lediglich vier 'Kanäle' besitzt, ist dabei hoffnungslos überfordert, denn er verliert bei der geringsten Änderung der Satellitenkonstellation den 'Track' und damit die Position.

Empfänger, die mehr als die vier absolut notwendigen Satelliten auswerten können, sind im terrestrischen Einsatz auf dem Festland deutlich im Vorteil.

Neben Sechskanal-Empfängern, die in guter Qualität aktuell verfügbar sind, werden derzeit Achtkanalgeräte entwickelt, die in Kürze den Markt erreichen werden[11].

4 Es steht im Almanach

Wie die Positionsbestimmung nun arbeitet haben wir bereits kurz angedeutet. Die Basis hierfür ist eine äußerst präzise Laufzeitmessung des Empfangssignals, wobei die einzelnen Satellitensignale durch Korrellation aus dem Signalgemisch herausgeschält werden.

Durch Vergleich von vier Satellitensignalen kann die eigene Position in allen drei Dimensionen exakt bestimmt werden.

Entscheidend hierfür ist, daß alle Satelliten mit der exakt gleichen Zeitreferenz arbeiten, damit die Korrellationszeitpunkte auch wirklich übereinstimmen und den Rückschluß von der Laufzeit auf die Entfernung zulassen.

Zu diesem Zweck besitzt das GPS-System eine inherente Zeit, die mittels Atomfrequenznormale, die in den Satelliten eingebaut sind und über das MCC permanent synchron gehalten werden. Die Genauigkeit der GPS-Zeit beträgt 10^{-8}.

[11] Diese Aussage basiert auf der Lage in 1992

Die GPS-Zeit steht allen Nutzern des Systems zur Verfügung und kann in den verschiedensten Bereichen eingesetzt werden[12]. Basis für die GPS-Zeit ist prinzipiell die Standardzeit UTC, wobei das GPS-System in anderen Intervallen korrigiert wird als UTC. Zu diesem Zweck sind im GPS-System Schaltsekunden definiert, die einen Zeitangleich auf Ankündigung erlauben.

Ein GPS-Empfänger muß sich zunächst auf diese hochgenaue Zeit aufsynchronisieren, bevor er mit der Navigation beginnen kann.

Als nächstes benutzt der GPS-Empfänger den sogenannten Almanach zur Bestimmung der Sichtbarkeit der Satelliten und damit zur ersten groben Auswahl, welche er zur Positionsbestimmung heranziehen will.

Der Almanach ist eine Art 'Grundlagenwerk' in dem die Positionen letztendlich aller am System beteiligten Satelliten, jedoch mit geringerer Genauigkeit gespeichert ist. Normalerweise werden die Almanach-Daten in einem gepufferten Schreib-Lesespeicher im Empfänger abgelegt und laufend aufdatiert.

Sinn und Zweck des Almanach ist es, die Zeit bis zur ersten Positionsbestimmung (Time to First Fix, TTFF) möglichst gering zu halten. Der Almanach erlaubt dem GPS-Empfänger eine Grobauswahl geeigneter Satelliten, deren exakte Bahndaten, die sog. 'Ephemeriden', er im nächsten Schritt empfangen und verrechnen muß.

Der Almanach wird über alle Satelliten abgestrahlt. Somit genügt in diesem Schritt der Empfang eines einzigen Satelliten. Die gesamte Aufdatierung dauert 12.5 Minuten, falls der gesamte Almanach 'out-of-date' ist. Ist er aufdatiert, so genügt eine entsprechend kurze Zeit ihn 'up-to-date' zu halten.

Die Ephemeriden, also die exakten Bahndaten werden vom jeweiligen Satelliten individuell ausgestrahlt und alle 30 Sekunden aufdatiert. Der Empfänger muß also nach erstmaliger Grobauswahl über den Almanach die Ephemeriden empfangen und ist dann in der Lage, die Laufzeitunterschiede zwischen den Satelliten in Ortsinformation umzusetzen.

5 Fehler und ihre Ursachen

Im vorangegangenen Abschnitt haben wir das Prinzip der Orstbestimmung beschrieben. Wie man sich denken kann, ist dieses Verfahren bestimmten Ungenauigkeiten unterworfen die verschiedene Ursachen haben.

[12] Die Anwendung zur Synchronisation externer Zeitbasen wird im Folgevortrag behandelt.

Zum einen sind es physikalische Vorgänge in der Atmosphäre sowie Kurzzeitschwankungen in den System- und Empfängeruhren, die dazu führen, daß die Laufzeit nicht exakt gemessen werden kann. Deshalb spricht man in diesem Zusammenhang auch von 'Pseudo-Range'-Messung.

Die Zeitungenauigkeit bildet sich dann auf die Ortsungenauigkeit ab. In diese Klasse fallen zudem Fehler, die durch Mehrwegeausbreitung und Signalreflexionen hervorgerufen werden.

Die zweite Fehlerklasse hat ihre Ursache in der Geometrie der Erde und der Satellitenbahnen. Die Erde ist weit davon entfernt eine exakte Kugel zu sein. Die Form der Erde wird vielmehr in Form eines sog. WGS-84-Ellipsoides[13] beschrieben. Dabei wird ein erdbezogenes Koordinatensystem ECEF[14] benutzt, dessen Z-Achse parallel zur Drehachse steht und die X-Achse den Punkt (0/0) schneidet.

Bezogen hierauf wird der Fehler GDOP[15] mit den Unterklassen HDOP, PDOP, TDOP und VDOP definiert. HDOP und VDOP geben einen Richtwert an, wie die Geometrie der Satellitenbahnen in Bezug zur Erdoberfläche in horizontaler Richtung (Ebene Nord/Ost) sowie in vertikaler Richtung, also senkrecht dazu, die Positionsbestimmung verschlechtert.

Der PDOP gibt die Positionsverschlechterung an, die dadurch herrührt, daß die Satelliten selbst eine ungünstige Position zum Empfängerstandort besitzen. Die aus der Laufzeitmessung resultierende Positionsberechnung basiert wie die klassische Dreieckspeilung darauf, daß die Stützstellen möglichst günstig zueinander stehen. Befinden sich beispielsweise alle Satelliten in einem Quadrant des Himmels, so ist die Positionsbestimmung wesentlich schlechter als wenn die Satelliten gleichmäßig verteilt in verschiedenen Richtungen stehen.

Der TDOP schließlich gibt die Positionsverschlechterung durch die Zeitabweichungen zwischen dem synchronen GPS-Satellitensystem und der empfängerinternen Uhr an.

Insgesamt kann bei guten Empfängern im SPS, d.h. mit C/A-Code aohne zusätzliche Maßnahmen in 95% aller Fälle mit einer Positionsgenauigkeit von 29m horizontal und 46m vertikal gerechnet werden. Hieraus ergibt sich eine dreidimensionale Gesamtgenauigkeit von 51m[16].

---

[13] Das World Geodetic System-1984 wird als weltweite Referenz der Lage der Erdoberfläche benutzt

[14] Earth Centered Earth Fixed

[15] Geometric Dilution of Precision

[16] Basis: ALCATEL SEL GLOBOS 2000

Eine weitere Quelle des Fehiers sei nicht verschwiegen. Sie wird künstlich erzeugt und ist unter dem Begriff 'Selective Availability' (SA) bekannt.

6 Selektive Verfügbarkeit

Am 25. März 1990 brachte das U.S. DoD formal die sogenannte 'Selective Availability' kurz SA in das GPS-System ein. Hinter diesem Begriff steht ein Verfahren, die Signale des SPS, also innerhalb des offenen C/A-Codes, die Zeitgenauigkeit der Satellitensignale individuell zu verschlechtern und damit die auf der Laufzeit basierende Pseudorange-Messung in ihrer Genauigkait einzuschränken.

Die Intention ist, die militärische Nutzung des GPS-Systems, zum Beispiel zum Zielanflug (Cruise Missile), nachhaltig zu verhindern. Zu diesem Zweck wird die HDOP auf 100m und VDOP auf 159m begrenzt, wodurch sich ein Fehlerellipsoid von ca. 174m einstellt.

Für nichtmilitärische Nutzer, zum Beispiel im Rahmen der Seenavigation ist diese Genauigkeit vollkommen ausreichend.

Auch die mit aktiviertem SA erzielbare Zeitgenauigkeit von 500 ns erscheint immer noch ausreichend.

Für bestimmte Anforderungen im zivilen Bereich, zum Beispiel zum Einfahren in einen Hafen genügt die Genauigkeit jedoch nicht mehr. dies führt im zivilen Sektor zur Entwicklung des sog. 'Differential GPS'.

7 Abweichung kompensiert

Hinter dem Begriff 'Differential GPS' steckt die zivile Antwort auf SA. Wie dies funktioniert kann ohne viel Mathematik leicht und einfach erklärt werden.

Gegeben sei eine Station mit fester Lage, deren Standort bzw. Koordinaten mit geodätischen Methoden exakt bestimmt worden ist. Als Beispiel könnte ein Leuchtfeuer im Bereich einer Hafeneinfahrt herangezogen werden. Diese Station wollen wir als 'Referenzstation' bezeichnen.

Die Referenzstation ihrerseits besitzt einen GPS-Empfänger, der einen Standort aus der Satellitenposition bestimmt. Wie gerade diskutiert ist dieser gemessene Standort einem Fehler unterworfen, der von den naturgegebenen und den künstlich eingebrachten (SA) herrührt.

Ein Rechner in der Referenzstation kann nun seinerseits die vom GPS gemessene Position mit der wirklichen, vorherbestimmten vergleichen und hieraus einen dreidimensionalen Korrekturwert ermitteln.

Diesen Korrekturwert kann die Referenzstation nun über Funk, z.B. als Seefunk-Rundstrahldienst (Bakensendung) aussenden.

Jeder bewegliche Empfänger kann diese Sendung nun aufnehmen und seinerseits in die Standortberechnung seines bordeigenen GPS-Empfängers einspeisen.

Befindet sich der bewegliche Empfänger in der Nähe (~20 NM) der Referenzstation und arbeitet er mit dem gleichen Set an Satelliten, so können die Fehler am Standort des beweglichen Empfängers mit denen am Standort der Referenzstation gleichgesetzt und kompensiert werden.

Was in dieser vereinfachten Darstellung leicht und einfach erscheint, setzt in praxi jedoch ein gerüttelt Maß an Mathematik und Rechenaufwand voraus. Ebenfalls muß berücksichtigt werden, daß die Satellitenkonfiguration sowie die Funkübertragung (Lebensdauer der Korrekturwerte) erheblich in die erzielbare Genauigkeit eingeht.

Das Verfahren an sich ist jedoch zuverlässig und wird in der Seeschiffahrt bereits mit Erfolg angewandt.

8 Glossar

Almanach — Im Almanach sind die ungefähren Orbitalparameter aller GPS-Satelliten als Position und Geschwindigkeit gespeichert. Er erlaubt dem GPS-Empfänger, die Sichtbarkeit einzelner Satelliten in der Akquisitionsphase zu bestimmen. Die Almanachdaten werden von allen Satelliten für das gesamte System im Raster von 12.5 Minuten ausgestrahlt und wöchentlich aktualisiert.

Altitude Hold — Falls nur drei Satelliten verfügbar sind, kann die Position nur zweidimensional, d.h. ohne Höhenangabe bestimmt werden. Die Höhe muß entweder vorgegeben werden, wird aus der letzten dreidimensionalen Navigation übernommen oder wird bezogen auf den Erdmittelpunkt im WGS-84-Ellipsoid berechnet. Brauchbar für Anwendungen in der Seefahrt.

CEP — Circular Error Probable. Der Radius eines Kreises um den wahren Ort des Empfängers, der 50% aller Positionsangaben des Navigationssystems enthält.

Clock Error — Die unkompensierte Zeitdifferenz zwischen der des GPS-Empfängers zur synchronen GPS-Zeit

C/A-Code — Coarse Acquisition Code. Ein DS-Spreizcode zur Bestimmung des Abstandes zum sendenden Satelliten. Gedacht für nicht-militärische Benutzer des GPS-Systems.

DGPS — Differential GPS. Verfahren zur Verbesserung der Positionsgenauigkeit durch Verwendung einer Referenzstation

DS — Direct Sequence. Signal-Spreizverfahren auf Basis der Modulation mit einer Pseudo-Zufallsfolge.

ECEF — Earth Center Earth Fixed. Koordinatensystem, das auf den WGS-84-Ellipsoid bezogen ist und dessen Z-Achse parallel zur Drehachse der Erde steht und die X-Achse den Punkt, an dem sich Äquator mit dem Nullmeridian schneidet. Die Y-Achse steht senkrecht zu den beiden anderen Achsen.

Ephemeriden — Im Gegensatz zu den Daten des Almanach sind die Ephemeriden genauer. Sie werden von jedem Satelliten individuell ausgesendet und im Raster von 30 Sekunden aufdatiert.

GDOP — Geometric Dilution of Precision. Ein Wert, der die Auswirkungen der Geometrie des GPS-Systems auf die Positions- und Zeitgenauigkeit am Empfangsort beschreibt. Hierzu gehören PDOP, TDOP sowie HDOP und VDOP.

HDOP — Horizontal Dilution of Precision. Ein Wert, der die Auswirkungen der Geometrie des GPS-Systems auf die horizontale Positionsgenauigkeit der Ebene parallel zur Erdoberfläche am Empfangsort beschreibt.

L1 — Empfangsfrequenz 1575.42 MHz, über die sowohl die Sendungen im C/A- als auch die im P-Code übertragen werden. Diese Frequenz wird betrieblich genutzt.

L2 — Empfangsfrequenz 1227.60 MHz, über die Sendungen im P-Code übertragen werden. Diese Frequenz wird intern zu Messungen der atmosphärischen Laufzeiten genutzt.

P-Code — Precision- (Protected-) Code. Ein DS-Spreizcode zur Bestimmung des Abstandes zum sendenden Satelliten. Gedacht für militärische Benutzer des GPS-Systems.

PDOP — Position Dilution of Precision. Dieser Wert beschreibt Fehler, die durch ungünstige Satellitenpositionen hervorgerufen werden.

PPS — Precise Positioning Service. GPS-Dienst auf Basis des P-Codes

Pseudorange — Abstandsberechnung zum sendenden Satelliten auf Basis der Messung der Phase zwischen dem Pseudozufallssignal des Satelliten zu dem des im Empfänger generierten. Die Messung unterliegt Ungenauigkeiten durch physikalische Effekte.

SA — Selective Availability. Künstliche Verschlechterung des C/A-Code-Signales im SPS gegenüber dem des PPS.

SPS — Standard Positioning Service. GPS-Dienst auf Basis des C/A-Codes

TTFF — Time To First Fix. Zeitbedarf zwischen dem Einschalten des Empfängers und dessen erster Positionsausgabe. Hängt ab von der Aktualität der Almanachdaten.

VDOP — Vertical Dilution of Precision. Ein Wert, der die Auswirkungen der Geometrie des GPS-Systems auf die vertikale Positionsgenauigkeit senkrecht zur Ebene parallel zur Erdoberfläche am Empfangsort beschreibt.

9 Literatur

/1/ SEL ALCATEL — "Improving GPS Accuracy by Using Differrential Techniques"; Application Note ANA03 12/91, ALCATEL STANDARD ELEKTRIK LORENZ AG, Lorenzstraße 10, D-7000 Stuttgart 40

/2/ Schlemper, E. — "GPS und seine zivilen Anwendungen", Manuskript zum Kurzvortrag, ALCATEL SEL

/3/ Herwish, M., Turbé, G. — "GPS comes of age", Defense Electronic & Computing, IDR 7/91

/4/ Rockwell Int'l — "NavCore V, Designer Guide", März 1992, Rockwell International

/5/ Klotz, E — "Satelliten zeigen den gewünschten Weg", Funkschau 24/90, S 42ff.

Radio-amateur applications of GPS/GLONASS satellites

Matjaz Vidmar, YT3MV

1. Introduction to GPS/GLONASS

It is generally belived that radio-amateur applications of professional electronic systems are becoming increasingly more difficult. This is partially due also to the introduction of sophisticated digital technology, resulting in quickly changing system specifications. These systems usually become quickly obsolete and are abandoned before amateurs can make any reasonable use of them: the various MAC television transmission standards are a good example!

Things are changing slower with space-related professional systems due to the very high costs involved and longer time schedules. In particular, radio amateurs have succesfully built weather-satellite image reception equipment for all known weather satellites and all known image transmission standards.

One of the most expensive and complex professional electronic systems are satellite navigation systems. There are mainly two such systems currently being built up: the American Global Positioning System (GPS) and the Russian GLObal NAvigation Satellite System (GLONASS). Both are intended to replace a variety of ground-based radio-navigation aids and as a side product, to provide any suitably equipped user with very accurate time (100ns) and very accurate frequency (10^-12).

Both systems have been in developement for more than 10 years and they are promised to be operated for at least the following 15 years, with compatible satellites to follow afterwards. Other organizations, such as Inmarsat, also intend to broadcast similar radio-navigation signals from their satellites.

Since satellite radio-navigation signals are available and are promised to be available in the future in the same, unchanged data format, to any suitably equipped user free of charge, I think that we radio-amateurs should at least look at the possibility to use these signals for our own purposes as well. The system specifications are known and are published [1], [2] and [3].

The principle of operation of the GPS or GLONASS navigation system is the following: the satellites broadcast very accurate timing signals. A completely passive user (receive-only) measures the time delays on the signals and computes the distances to the satellites. If enough satellites are available in different positions on the sky, the user can compute his three-dimensional position from distance measurements. In practice the user must receive four satellites at the same time to solve for four unknowns: his three coordinates and accurate time. Similarly, from Doppler shift measurements on four satellites the user can compute all three components of his velocity vector and accurate frequency.

In practice there are several natural and technical

limitations when building a navigation satellite system. For example, many satellites are required for a system with continuous global coverage 24 hours per day. Higher orbits allow a full coverage with less satellites, but they are more influenced by gravitational effects from other celestial bodies, especially the Sun and the Moon. Both GPS and GLONASS satellites are in similar orbits: GPS satellites are in 20000km high circular orbits with a period of about 12 hours and GLONASS satellites are in 19000km high circular orbits with a period of about 11 hours and 15 minutes. The orbits have an inclination to the equatorial plane of between 55 degrees (GPS) and 65 degrees (GLONASS) to ensure a good distribution of the satellites across the sky for users anywhere on the Earth surface.

The RF carrier - operating frequency choice is also subjected to different limitations. For navigation purposes, higher frequencies allow wider modulation spectra for more accurate timing measurements and less propagation disturbances, but require higher power transmitters on the satellites as well, since the users are supposed to use omnidirectional receiving antennas. Both GPS and GLONASS use the L-band frequency range between 1.2 and 1.7GHz. The satellites transmit on two different RF channels to allow for ionospheric propagation corrections: all GPS satellites transmit on two frequencies L1=1575.42MHz and L2=1227.6MHz, different satellites are separated by code-division multiplexing. GLONASS satellites use the more conventional frequency-division multiplexing on 25 equally spaced L1 channels between 1602 and 1615.5MHz and 25 L2 channels between 1246 and 1256.5MHz.

The block diagram of the equipment onboard a GPS or GLONASS satellite is shown on Fig. 1. The accurate frequencies and timing signals are obtained from an onboard atomic frequency standard through a frequency synthesizer. Current satellites use cesium-beam frequency standards. The RF carriers are modulated with known codes, called P (Precision) and C/A (Coarse/Acquisition). Accurate timing measurements are obtained so that the receiver tries to match the transmitted code with a locally generated replica. The modulation of the RF carrier is straightforward PSK (0/180) obtained with balanced modulators.

The GPS/GLONASS signals also contain navigation data, transmitted at 50bps. The navigation data is simply exclusive-or-ed to the C/A and P codes before modulation. Of course the navigation data needs to be encoded because of the constraints of the RF channel, including many error-checking parity bits, and formatted into frames for synchronization recovery.

The navigation data essentially includes the orbital parameters of the satellite. Using these parameters the accurate position of the satellite can be computed at any time. The navigation message further includes the corrections for the onboard satellite clock, since it is much easier to broadcast a few corection coefficients than readjusting a complicated atomic clock in space. Finally, the navigation data also includes the system almanac: an abridged set of orbital and clock parameters with reduced accuracy for all of the satellites in the system (planned 24 for each system, currently 18 GPS and 11 GLONASS operational satellites).

2. GPS/GLONASS receiver design

Both GPS and GLONASS are primarily intended as military systems. This practically means that they may not be available to their full accuracy to civilian users and in particular, the P code transmission may not be available to unauthorized users. In practice most of the users, including radio-amateurs, are constrained to the slightly less accurate C/A code.

Therefore, only the design of a simple, single channel C/A-code receiver will be discussed here. All cheap commercial GPS receivers are simple single-channel C/A units, and similar receivers were also developed, built and tested by the author. Of course some design parameters, like the gain distribution or the conversion frequencies used, are only provided as an example referred to the authors' prototypes and may be changed.

The block diagram of a single-channel GPS receiver is shown on Fig. 2. The GPS C/A code has a length of 1023 bits and a repetition period of 1ms, which results in a bit rate of 1.023Mbps and a RF bandwidth of roughly 2MHz. The omnidirectional quadrifilar helix antenna captures the signals from all visible GPS satellites transmitting at 1575.42MHz. The 2MHz wide frequency band is first amplified and then downconverted to a suitable IF frequency for further processing. In the prototype GPS receiver, the first IF is centered around 102MHz and the second IF is centered around 10MHz.

Before deciding about further signal processing or selecting the demodulator the signal-to-noise ratio should be evaluated first. In the wideband IF the signal-to-noise ratio is very poor: the signal level is usually between -20dB and -10dB below the noise level, represented not only by the random thermal noise, but mainly by the signals from other visible GPS satellites, which transmit on the same RF channel and cannot be separated by the omnidirectional antenna.

This very low signal-to-noise ratio is very common in all spread-spectrum receivers, where the signal-to-noise ratio is improved after the correlation with the locally-generated code: the bandwidth of the desired signal is shrinked by several orders of magnitude while the bandwidth of the thermal noise and other unwanted signals is expanded, the final result being a much improved signal-to-noise ratio in the now much narrower bandwidth of interest.

In the case of GPS, the bandwidth of the desired signal is shrinked from 2MHz to less than 100Hz (50bps navigation data modulation) while the thermal noise and other signals are expanded to a bandwidth of roughly 4MHz. The overall signal-to-noise ratio is therefore improved by 46dB, bringing the desired signal well above the noise level.

Since the signal-to-noise ratio is very low before the correlation with the locally generated code, the overall signal-to-noise ratio is not much affected by signal limiting or other distortions. Hard-limiting only brings a signal-to-noise degradation of about 2dB and therefore a limiting IF amplifier is used in all simple GPS receiver designs.

Although an all-analog spread-spectrum code correlator and synchronizer and 50bps PSK navigation data demodulator can be built, these circuits are complicated and bulky. It is much more simple to use digital signal processing, especially since

the limited wideband IF signal can be represented by 1 bit quantization without any loss in the signal-to-noise ratio!

The design of a GLONASS receiver is similar to a GPS receiver except for the required frequency agility, since GLONASS satellites transmit on different RF channels. The block diagram of a single-channel GLONASS C/A receiver is shown on Fig. 3. The GLONASS C/A code has a length of 511 bits and a repetition period of 1ms, resulting in a bit rate of 511kbps and a RF bandwidth of roughly 1MHz.

Since different RF channels are by GLONASS, the noise is only represented by the thermal noise and the resulting RF signal-to-noise ratio is better than with GPS: the signal level is only between -10dB and 0dB below the noise level in the wideband IF.

There are however other constraints in a GLONASS receiver. First, the signal modulation delay variation has to be kept small when switching between channels, since time differences between different satellite signals are actually what is to be measured by the navigation receiver to find the user position! Therefore, channel selection has to be performed in front of narrow filters with unknown group-delay variations and is best done in the first downconversion step.

Second, the switching between different RF channels has to be performed in a short time, less than 1ms, if the single-channel receiver is to be time multiplexed among four different satellites required for the navigation solution. Finally, the frequency synthesizer phase noise should be low enough to allow 50bps PSK data demodulation (about 20dB better than the requirements for a SSB transceiver frequency synthesizer). All these requirements result in a PLL synthesizer with a loop downconverter and a comparison frequency equal to the channel spacing of 562.5kHz.

The block diagram of the dedicated DSP hardware is shown on Fig. 4. The DSP hardware is much simplified since the limited wideband IF may be sampled to just 1 bit accuracy with no signal-to-noise ratio degradation. Frequency mixing or signal multiplication can be performed by simple exclusive-or gates and counters with clock enables can be used as accumulators or integrators.

In order to maintain the mathematical correlation properties of the codes used, the integration period has to be set to an integer multiple of the code period, which is equal to 1ms for both GPS and GLONASS. On the other hand, the sampling frequencies should be kept larger than twice the wideband IF signal bandwidth and chosen so that spectrum aliasing is avoided. Although the same samplig frequency could be used for both GPS and GLONASS, in practice it was easier to use 6139kHz for GPS and 4500kHz for GLONASS. This signal sampling also performs another downconversion to a final IF of about 2.3MHz for GPS and about 1.7MHz for GLONASS.

If the modulation code phase and the carrier signal phase were accurately known, only a single multiplier (ex-or gate) and a single accumulator (counter) would be required. This quantities are however to be measured by the receiver, which has to acquire and maintain lock on the incoming signal. Therefore, two different accumulations need to be performed for an early replica and a late replica of the satellite code to maintain code lock and both have to be further performed separately on two carriers phase

shifted by 90 degrees (I and Q), since the absolute carrier phase is not known at this stage either.

The required carriers can be generated with a digital circuit called a "Numerically Controlled Oscillator" (NCO). A similar NCO can be used to supply the clock to the feedback shift-registers that supply the pseudo-random sequences that match the satellite codes. In a practical GPS or GLONASS C/A code receiver it is however easier to use a lookup table stored in a RAM, that is periodically updated by a microprocessor.

The dedicated DSP hardware produces four different accumulation sums at a relatively low rate: once per millisecond. Any further processing can be thus easily performed in software on a general-purpose 16 bit microprocessor: search for code lock, maintain code lock, acheive carrier lock and demodulate the 50 bps navigation data. To avoid having to write new lookup tables too frequently, the hardware address counter can be preset by an adjustable delay generator from the microprocessor. Of course this delay needs to be accounted for when processing the I and Q components to acheive carrier lock!

Finally, using the dedicated DSP hardware in place of analog circuits has yet another advantage. The dedicated DSP hardware can be easily time-multiplexed between different satelite signals without having to reacquire lock after switching to another satellite: the code and carrier phases can be stored in the microprocessor memory and used to predict the code and carrier phases when the same satellite signal is once again accessed in the multiplexing sequence.

In a complete receiver design, the same microprocessor is of course also used to compute the positions and velocities of the satellites and solve the navigation equations to obtain the three-diemsional user position, velocity vector and an accurate time and frequency reference.

3. Amateur use of GPS/GLONASS

The GPS and GLONASS systems are mainly intended for navigation: user position and velocity determination. The absolute position accuracy is in the range of 30m for both systems, depending of course on the signals used (P or C/A code), averaging time, receiver type (number of channels) etc.

Although the navigation itself is not of much interest to radio amateurs, it would probably make much more sense to transmit GPS or GLONASS coordinates of a contest location rather than the inaccurate EU or WW locator, which is already not accurate enough for serious microwave or laser communications. By the way, GPS and GLONASS use almost the same coordinate system and a long time average shows differences in the order of only 10m between the two systems.

A side product of both GPS and GLONASS is accurate time and frequency broadcast. In order to acheive the specified navigation accuracy, the timing measurements have to be performed to an accuracy of about 10ns. The same requirement applies to the onboard satellite atomic clocks. The final user time transfer accuracy ranges between 30ns and 100ns, depending also on the knowledge of the exact user location. Thus the user should also compute his position

even if he only needs accurate time.

Radio-amateurs could use this time transfer capability of both GPS or GLONASS every time when accurate synchronization is required. Coherent communications are just an example, the accuracy of GPS or GLONASS offers more than this: for example, the actual propagation path of the radio signal and the propagation mechanism could be investigated in this way.

The frequency broadcast accuracy of both GPS and GLONASS is in the range of 10^{-12}, far better than can be acheived with HF or LF standard frequency transmitters. The accuracy of the latter is limited to around 10^{-7} by the propagation effects alone, and this is not enough for serious microwave work. GPS and GLONASS are also available globally 24 hours per day and are not limited by the transmitter range, propagation effects or low-frequency electronic pollution.

Finally, GPS and GLONASS represent a step away from being just an operator of black-box amateur-radio equipment. Although there are several ready-made GPS receivers on the market, we will probably have to develop our own receivers for our experiments, both the hardware and the software. Building such a receiver may be an interesting challenge as well.

4. References

[1] "Interface Control Document MH08-00002-400, rev. E", (84 pages), August 7th, 1975, Rockwell International Corporation, Space Division, 12214 Lakewood Boulevard, Downey, California 90241, USA.

[2] "Interface Control Document GPS-200", (102 pages), November 20th, 1981, Rockwell International, Space Operations and Satellite Systems Division, 12214 Lakewood Boulevard, Downey, California 90241, USA.

[3] "Global Satellite Navigation System GLONASS Interface Control Document", (46 pages), 1988, Research-and-Production Association of Applied Mechanics, Institute of Space Device Engneering, GLAVKOSMOS, USSR.

****

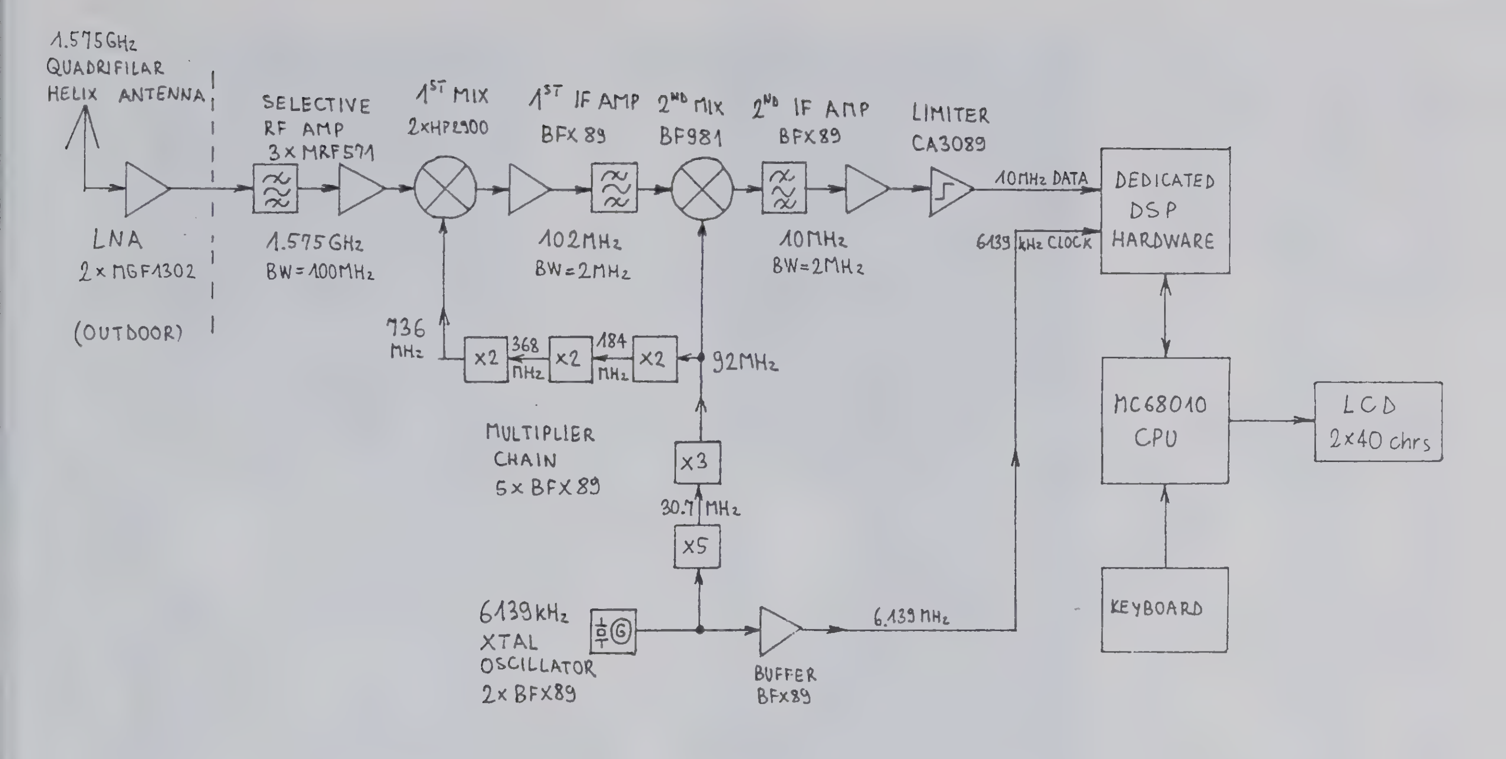


Fig. 2 - GPS receiver block diagram.

CESIUM
FREQUENCY
STANDARD

FREQUENCY
SYNTHESIZER

L2-CARRIER

L1-I-CARRIER

L1-Q-CARRIER

L2 MODULATOR

L1-P
MODULATOR

L1-C/A
MODULATOR

L2 PA

L1 PA

COMBINER

RHCP
HELIX
ANTENNA
ARRAY

10.23MHz GPS
5.11MHz GLONASS

P-CODE
GENERATOR

1.023MHz GPS
511kHz GLONASS

C/A-CODE
GENERATOR

CLOCK

50Hz
CLOCK

ON-BOARD
COMPUTER

NAV
DATA

DATA ENCODING
& FORMATTING

50bps NAV DATA

Fig. 1 - GPS/GLONASS satellite block diagram.



1-bit A/D conversion

IF SIGNAL 10MHz GPS 10.7MHz GLONASS

D Q CLK

1-bit sampled data

MULTIPLY DATA⊕CARRIER⊕CODE

1ms INTEGRATORS

I-EARLY counter

Q-EARLY counter

I-LATE counter

Q-LATE counter

READ INTEGRATORS (COUNTERS)

6139kHz GPS CLOCK 4500kHz GLONASS

6139/4500kHz clock

I-EARLY Q-EARLY I-LATE Q-LATE

1kHz

÷6139 (GPS) Q CLK ÷4500 (GLONASS)

CLK ADDRESS CTR R

CARRIER⊕CODE LOOKUP TABLE (RAM)

CLOCK ENABLES

CLK VARIABLE DELAY

SET DELAY

LOAD LOOKUP TABLE

CPU INTERRUPT REQUEST (1ms)

CPU BUS

Fig. 4 - GPS / GLONASS dedicated DSP hardware block diagram.

1.602÷1.6155GHz QUADRIFILAR HELIX ANTENNA

LNA 2×MGF1302 (OUTDOOR)

SELECTIVE RF AMP 2×MRF571

1602÷1615MHz

1ST MIX HP2900

1ST IF AMP BFX89

118.7 MHz BW=2MHz

2ND MIX BF981

2ND IF AMP BFX89

10.7MHz BW=1.5MHz

LIMITER CA3089

10.7MHz DATA

DEDICATED DSP HARDWARE

4500kHz CLOCK

BFR91 VCO

BUFFER BFR91

1483÷1497 MHz

108 MHz

×2 MULT. BFX89

BUFFER BFR90

PLL MIX HP2900

SRD MULT. 1N4148 ×9

1458MHz

BUFFER BFR96

162MHz

MULT. BFX89 ×3

54MHz

MULT. BFX89 ×3

18MHz XTAL OSCILLATOR 2× BFX89

MC68010 CPU

LCD 2×40 chrs

KEYBOARD

LOOP FILTER

CHARGE PUMP f/Ø DETECTOR

562.5kHz

74HC74 2×BAT47

BUFFER BFR90 2×2N2369

25÷39MHz

PROG. DIVIDER ÷N

74F161 74F00 74HC161 74HC157

MODULO N=45...69

BUFFER BFX89 2N2369

REFERENCE DIVIDER 74HC393 ÷4

562.5kHz ÷8

4.5MHz

Fig. 3 - GLONASS receiver block diagram.

Dipl.-Phys. Norbert Notthoff, DF5DP

AMATEURFUNK ÜBER SATELLITEN

Einleitung

Amateurfunk über Satelliten ist absolut keine Sache nur für Spezialisten. Diese Aussage gilt sowohl in bezug auf den Zweck, als auch was den Aufwand betrifft. Schon mit relativ geringen Mitteln und den nötigsten Informationen ist man in der Lage, diese Sparte des Amateurfunks zu betreiben. Nachfolgend sollen hierzu Hinweise gegeben werden.

Für wen ist der Satellitenfunk besonders interessant? Hier sind zunächst beispielsweise die DX-Anhänger zu nennen, die über die sog. "Phase-III-Satelliten" (Bild 1) ein DX-Band zur Verfügung haben, das mit dem 20m Band vergleichbar ist. Zwei wesentliche Unterschiede bestehen aber darin, daß diese Möglichkeit auch dem C-Lizenzler uneingeschränkt zur Verfügung steht und vom "Funkwetter" (z. B. dem Sonnenfleckenzyklus) unabhängig ist.

Weiterhin sind auch die Funkamateure zu nennen, deren Antennenmöglichkeiten für die Kurzwelle wegen beengter Platzverhältnisse o. ä. eingeschränkt sind. Auch wer in einem Tal in schlechter HF-Lage wohnt, so daß sein "UKW-Horizont" an den umgebenden Bergen endet, hat mit dem Satellitenfunk eine gute Möglichkeit zur Verbesserung seiner Situation.

Wer an technischen Studien interessiert ist, findet im Satellitenfunk ein weites Betätigungsfeld. Aus- und Weiterbildung sowie eigene Studien sind in vielfältiger Art und Weise möglich.

Prinzip des Satellitenfunks

Der Satellitenfunk beruht darauf, daß ein mit einer Amateurfunkanlage ausgerüsteter künstlicher Himmelskörper die Erde auf einer durch physikalische Gesetze bestimmten Bahn umrundet und von den jeweils im Hörbarkeitsbereich befindlichen Amateurfunkstationen angesprochen bzw. empfangen werden kann.

Die Senderichtung zum Satelliten nennt man "Uplink", die des Satelliten zur Erde "Downlink". Die Bahn ist normalerweise entweder fast kreisrund und niedrig, was zu mäßiger Reichweite (Bild 2 + 4) und schnellen kurzen Überflügen über das QTH des Beobachters führt, oder aber hoch und relativ stark elliptisch mit stundenlanger Hörbarkeit (z. B. OSCAR 13) und großer Reichweite (Bild 1 + 3). Den erdfernsten Punkt der Bahn nennt man "Apogäum" ("ist weit ab"), den erdnächsten Perigäum.

Die meistbenutzten Satelliten haben sog. Lineartransponder an Bord. Hierbei empfängt der Satellit einen ganzen Bereich auf einem UKW-Band und setzt diesen linear in einem Bereich eines anderen Bandes um. Linear bedeutet erstens, daß eine Erhöhung der Sendefrequenz der Bodenstation zu einer gleichgroßen Verschiebung der Sendefrequenz des Satelliten im Downlinkband führt. Ob diese Verschiebung auch eine Erhöhung oder eine Frequenzerniedrigung ist, hängt vom Transponder ab; meist gilt Letzteres, man spricht dann von einem invertierenden Transponder. Zweitens bedeutet linear, daß leise Signale auch leise vom Satelliten wiedergegeben werden und laute laut. Die i. a. benutzten Betriebsarten sind SSB und CW. Alle Dauerstrich-Betriebsarten sollten möglichst vermieden werden, um den Energiehaushalt des Satelliten zu schonen.

AO-13 04-08-1992 14:00:00 UTC STANDARD.KEP Op.: DF5DP

Azim.	Elev.	M.A.	Höhe	Länge	Breite	Orbit	Squint	
293.5	59.4	106.2	37259	323.3	54.3	3173	47.4	Hilfe: F1

AO-21 10-08-1992 08:10:00 UTC STANDARD.KEP Op.: DF5DP

Azim.	Elev.	M.A.	Höhe	Länge	Breite	Orbit	Squint	
269.6	3.8	168.1	994	328.7	44.3	7669	59.7	Hilfe: F1

Bild 1 (oben): Hörbarkeitsbereich eines Phase-III-Satelliten (OSCAR 13)

Bild 2 (unten): Hörbarkeitsbereich eines niedrigfliegenden Satelliten (OSCAR 21)

```
                         Satellite Schedule
Satellite: ao-13
Station: DF5DP
                                    Hour - UTC
--------0  1  2  3  4  5  6  7  8  9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23
08/17/92BBBBBBB-------------BBBBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB-----BBSsLLBBBBBBBBB
08/18/92BB--------------BBBBBSSLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB------BBSsLLBBBBBBBBBB--
08/19/92-------------BBBBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB-----BBSSLLBBBBBBBBBBB-----
08/20/92---------BBBBBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB-----BBSsLLBBBBBBBBBBBB-------
08/21/92------BBBBBSSLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB-----BBBSsLLBBBBBBBBBBBBB---------
08/22/92---BBBBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB----BBBSSLLBBBBBBBBBBBBBBBB---------B
08/23/92BBBBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB----BBBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBBBB--------BBBB
08/24/92BSSLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB-----BBBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBB------BBBBBSs
08/25/92LLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB-----BBBBSSLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB-----BBBBBSsLLB
08/26/92BBBBBBBBBBBBBBBBBB------BBBBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB-----BBBSSLLBBBBB
08/27/92BBBBBBBBBBB----------BBBBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB-----BBBSsLLBBBBBBBB
08/28/92BBBB-------------BBBBBSSLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB------BBSsLLBBBBBBBBBB-
08/29/92--------------BBBBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB------BSSLLBBBBBBBBBB-----
08/30/92----------BBBBBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB-----BBSsLLBBBBBBBBBBB-------
08/31/92-------BBBBBSSLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB-----BBBSsLLBBBBBBBBBBB----------
09/01/92---BBBBBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB-----BBSSLLBBBBBBBBBBBBBB-----------
09/02/92BBBBBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB-----BBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBB----------BBB
09/03/92BBSSLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB----BBBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBBBB--------BBBBBS
09/04/92sLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB----BBBBSSLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBB-------BBBBBSsLL
09/05/92BBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB-----BBBBSsLLBBBBBBBBBBBBBBBBBBBB------BBBBSSLLBBBB
```

```
                         Satellite Schedule
Satellite: wo-18
Station: DF5DP
                                    Hour - UTC
--------0  1  2  3  4  5  6  7  8  9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23
08/17/92*-------------------------*----*----*----*-------------**---**---**---*-
08/18/92-----------------------------**---**---**---*---------*----*---**---**--
08/19/92--*-------------------------*----*----*----*-------------**---**---**---
08/20/92**------------------------**---**---**---**-------------*----*---**----*
08/21/92-------------------------*----**---**---*----*--------**---**---**---**-
08/22/92----------------------------**---**---**---**-------------*----*----*---
08/23/92-*-------------------------*----**---**---*-------------**---**---**---*
08/24/92*-------------------------*---**---**---**-------------*----*----*----*-
08/25/92-----------------------------**---**---**---*---------*---**---**---**--
08/26/92--*-------------------------*----*----*----*-------------*----*----*----
08/27/92*-------------------------**---**---**---**-------------*---**---**---**
08/28/92-------------------------*----*----*----*----*--------**---**---**---**-
08/29/92----------------------------**---**---**---**-------------*---**---**---
08/30/92-*-------------------------*----*----*----*-------------**---**---**---*
08/31/92*------------------------**---**---**---**---*---------*----*----*----*-
09/01/92-----------------------------**---**---*----*---------*---**---**---**--
09/02/92-**------------------------**---**---**---**-------------*----*----*----
09/03/92*-------------------------*----**---**---*--------------*---**---**---**
09/04/92-------------------------*----*---**---**----*--------*----*----*----*--
09/05/92--*-------------------------**---**---**---*-------------**---**---**---
```

Bild 3 (oben): Hörbarkeitszeiten eines Phase-III-Satelliten (OSCAR 13)

Bild 4 (unten): Hörbarkeitszeiten eines niedrigfliegenden, sonnensynchronen (polaren) Satelliten (OSCAR 18)

Hier sei auch bereits der Doppler-Effekt erwähnt: Bewegen sich Sender und Empfänger aufeinander zu, so wird eine höhere Frequenz als die gesendete empfangen, entfernen sie sich voneinander, ist es eine niedrigere Frequenz. Da sich sowohl die Satelliten als auch der Benutzer auf der rotierenden Erde relativ zueinander bewegen, kommt es zu Frequenzverschiebungen bis zu etwa +- 4 kHz auf 145 MHz. Die Verschiebung ist der Frequenz proportional, so daß auf 435 MHz schon 12 kHz möglich sind, auf 23 cm 36 kHz und auf 13 cm ca. 70 kHz.

Ein weiterer wichtiger Begriff ist die "mittlere Anomalie" (abgekürzt MA). In der AMSAT-Nomenklatur ist dies ein Zahlenwert zwischen 0 und 256, der die Bahn beginnend mit dem erdnächsten Punkt in zeitgleiche Teile einteilt. Diese Werte sind eine Art "Zifferblatt" der "Umlaufuhr" des Satelliten und im Zusammenhang mit Transponderfahrplänen wichtig.

Erforderliche Ausrüstung

Welche Ausrüstung benötigt man für den Satellitenfunk? Die Antwort ist genau so schwer generell zu beantworten wie die Frage nach der Ausrüstung z. B. für 2-m-SSB-Betrieb. Es hängt davon ab, was man machen will. Ob man für alle Fälle gerüstet sein will, was man bereits an Geräten besitzt, welche Ansprüche man hat und natürlich, wieviel Geld man ausgeben will. Aber das gilt ja so ziemlich für jedes Hobby.

Bereits mit einem FM-Handfunkgerät mit Gummiwendelantenne kann man Amateurfunksatelliten empfangen und Studien treiben [1]. Die "DX-Transponder" der Phase-III-Satelliten oder die Lineartransponder der anderen OSCARs erfordern einen SBB-Sender auf einem Band und einen SSB-Empfänger auf einem anderen. Dabei ist als Empfänger auch ein Kurzwellengerät ggf. mit vorgeschaltetem Konverter einsetzbar. Für den beliebten Mode-B-Transponder von OSCAR 13 beispielsweise ist man mit einem 70-cm-SSB-Transceiver (evtl. mit kleiner Transistor-PA von 50 bis 100 W) und einem 2m-Empfänger (ggf. auch Transceiver bzw. Konverter) voll ausgerüstet.

Erst spezielle Betriebsarten, z. B. über Digitalsatelliten, verlangen nach weiterem Zubehör, wie besonderen Modems, einem Computer, evtl. einer automatischen Antennennachführung.

Als Antennenanlagen genügen für die ersten Versuche meist vorhandene Antennen. Man muß sich nur überlegen, welche Bereiche des Himmels von diesen erfaßt werden können und sich entsprechende Satellitenüberflüge aussuchen. Phase-III-Satelliten bewegen sich meist relativ zum Beobachter "langsam", so daß hierfür auch im Garten oder auf dem Balkon auf ein Stativ gestellte Antennen gut verwendbar sind, wenn man sie etwa alle halbe Stunde von Hand nachdreht.

Da für die OSCARs im Weltraum der Strom nicht "aus der Steckdose" kommt, senden sie allerdings immer nur mit relativ geringer Leistung. Eine HB9CV-Antenne ist deshalb zum Empfang der schwachen Signale und auch zum Senden nicht sehr geeignet. Man sollte Antennen mit mindestens 10 dB Gewinn und möglichst einen Antennenvorverstärker verwenden, jedoch ist selbst für eine sehr gute Station kein Aufwand wie bei einer EME-Station erforderlich und auch nicht erwünscht. Eine optimale Anlage entspricht z. B. etwa dem bekannten "Maspro-Set".

Zirkularpolarisation ist zwar das Tüpfelchen auf dem "i", für die normale Station aber durchaus entbehrlich. So hat DL5DAA z. B. beim Empfangswettbewerb "ZRO-Test" [2,3] über OSCAR 13 mit zwei 7-Element-Flexayagis und rein vertikaler Polarisation als erster Europäer die höchste Stufe "Z9" erreicht [4].

Betriebsvorbereitung: wer, wann und wo?

So wie man sich beim Kurzwellen- oder UKW-DX-Betrieb meist zuerst überlegt, auf welcher Frequenz und wann in welche Richtung gute Ausbreitungsbedingungen sein könnten, muß man beim Satellitenfunk auch analoge Vorüberlegungen anstellen. Dies ist jedoch im Unterschied zum terrestrischen DX beim Satellitenfunk unbedingt notwendig und für Wochen im voraus exakt vorausberechenbar.

Zunächst muß man sich überlegen, welchen Satelliten man benutzen will und auf welchen Frequenzen dieser arbeitet. Manche Satelliten haben verschiedene "Modes", d. h. Frequenz- und Betriebsartenkombinationen (siehe Bild 5). Hier kommt natürlich zum Tragen, welche Ausrüstung man hat und was man daher überhaupt machen kann, wie auch welche Interessenlage man hat, was man also gerne machen will. Die notwendigen Informationen enthalten Frequenztabellen, wie sie im Anhang zu sehen sind.

Zu beachten ist noch, daß bei den Satelliten mit mehreren Transpondern bzw. Modes nicht alle gleichzeitig eingeschaltet sind. Wecher Mode wann in Betrieb ist, entnimmt man bei diesen Satelliten den jeweils gültigen Transponderfahrplänen, die aus entsprechenden aktuellen Veröffentlichungen (DL-Rundspruch, cq-DL, Packet-Radio Mailboxen in der Rubrik "AMSAT") zu entnehmen sind. Auch die Baken der Satelliten geben zum Teil in mehreren Betriebsarten (CW, RTTY, PSK) hierzu Texte aus (Bild 6) oder zeigen dadurch, daß sie eingeschaltet sind an, daß der zugehörige Transponder läuft (Vorsicht, das stimmt nicht immer, man muß auch selbst im Transponder-Downlink hören!).

Weiß man nun, welcher Satellit auf welcher Frequenz zu arbeiten ist, so muß man die Fragen nach dem Wann und Wo beantworten. Wer einen Computer hat, kann dies sehr schnell, vorausgesetzt, er besitzt eines der zahlreichen Satellitenberechnungprogramme und aktuelle Keplerelemente dafür.

Unter Keplerelementen versteht man einen Datensatz für jeden Satelliten, der seine Bahn mathematisch exakt beschreibt und es dem Rechenprogramm ermöglicht, die jeweilige genaue Position des OSCARs zu berechnen. Man erhält so z. B. Azimut-/Elevationstabellen, die einem genau angeben, wohin man seine Antennen nach Himmelsrichtung und Höhe drehen muß, und zwar bezogen auf die jeweilige Uhrzeit (UTC) und das QTH des Beobachters.

Keplerelemente werden i. a. in den USA von der NORAD gemessen und per Packet-Radio und in Zeitschriften verbreitet. Sie sind für hochelliptische Satelliten (Phase III = AO-10,13) etwa 1/2 Jahr gültig, bei den anderen werden sie nach etwa 14 Tagen langsam ungenauer. Vorsicht: Manchmal sind durch Fehlmessungen bei einem einzelnen Satelliten auch schon einmal neue Keplersätze falsch (seltener auch schon einmal über Wochen), so daß man bei offensichtlich falschen Ergebnissen dann auf ältere Elemente zurückgreifen muß.

Programme sind z. B. beim Warenvertrieb der AMSAT-DL erhältlich. Gegen einen selbstadressierten, frankierten Rückumschlag erhält man dort eine Liste mit lieferbarer Hard- und Software für den Satellitenamateur [5].

Wer keinen Rechner besitzt, kann bei OSCAR 13 problemlos die Antennenrichtungen der monatlichen graphischen Übersicht in der cq-DL entnehmen. Für die niedrigfliegenden Satelliten findet man sog. EQX-Tabellen, die für jeden Tag Zeit und Ort des ersten Äqatorüberflugs angeben. Durch Hinzuzählen der Umlaufdauer auf die Zeit und des Bahnversatzes pro Umlauf auf den Längengrad erhält man den nächsten Äquatorüberflug usw. Kommt man in die Nähe des eigenen Längengrades oder des

Satelliten- MODES
Übersicht

Bezeichnung	Uplink	Downlink
Mode A	2 m	10 m
Mode B	70 cm	2 m
Mode J	2 m	70 cm
Mode K	15 m	10 m
Mode L	24 cm	70 cm
Mode S	70 cm	13 cm
Mode T	15 m	2 m
Mode D (Lademode)	-	-
Mode JA (analog)	2 m	70 cm
Mode JD (digital)	2 m Kanäle	70 cm
Mode KT	15 m	2 m + 10 m
Mode KA	15 m + 2 m	10 m
Mode JL	2 m + 24 cm	70 cm

```
                  AMSAT Oscar 13 Telemetry Decoder V2.0

Modem Status   Message Block
MODEM OFF      L G3RUH/DB2OS/VK5AGR *** Future AO-13 Transponder Schedule ***
Id:        L   Mode-B  : MA   0 to MA  40 !    from 1992 Aug 17 - Sep 21
               Mode-S  : MA  40 to MA  50 !<- S transponder; B trsp. is OFF!
#recs:     7   Mode-LS : MA  50 to MA  55 !<- S beacon + L transponder
#bytes: N/A    Mode-JL : MA  55 to MA  70 !   This schedule operates
               Mode-B  : MA  70 to MA 256 !   every orbit, every day.
Data from:     Omnis   : MA 160 to MA  10 !   Alon/Alat 150/0
92081110.DAT

                         Communication Data
     Q  HI, THIS IS AMSAT OSCAR.73                     10:04:47  5336
     #0006    #0020    #011F                 64  2  0  1  15  221 0

Mode: B      Tx-PWR  W:     1.6    Ant-2M    : LO   PsBand Status:  ON
Cmd : NONE   Rx-AGC dB:    -0.0    Ant-70cm  : LO   PsBand Power :  HI

GB  : ON     Xpnd I mA:   679.6    RUDAK     : OFF  Mem Soft Err :   0
EB  : OFF    Xpnd V  V:    14.4    S-Xpndr   : OFF  Event Counter:  88

                      1989-Innovative-Systems
F)orward, B)ackward, Q)uit:
```

Bild 5 (oben): Bezeichnungen und Frequenzen der Transponder-Modes

Bild 6 (unten): Mitschrift der PSK-Bake von OSCAR 13 (dekodiert)

gegenüberliegenden, kann man ungefähr abschätzen, wann der Satellit im Bereich des eigenen QTHs hörbar ist.

Am Anfang steht das Hören

Nachdem man nun Frequenz, Zeit und Richtung kennt, kann es losgehen. Aber auch hier ist unbedingt die alte DXer-Regel zu beachten: zuerst HÖREN, HÖREN und nochmals HÖREN! Man muß erst etwas Erfahrungen sammeln, weil der Amateurfunk über Satellit zwar nicht schwierig, aber doch etwas anspruchsvoller ist als ein Lokal-QSO über das heimische Relais und erfolgreicher Betrieb etwas Übung erfordert.

Diese Übung gewinnt man am besten, indem man nicht gleich alles auf einmal machen will, sondern schrittweise vorgeht. Beim "zuhörenden" Beobachten der OSCARs kann man zunächst die Bahnverfolgung, Frequenznachführung (Dopplereffekt), Eigenschaften der Übertragungsstrecken usw. lernen und so Erfahrungen mit dieser speziellen Betriebsart sammeln, die die weiteren Schritte bis zum eigenen Betrieb über die Satelliten fast zum Kinderspiel machen.

Wie auch bei terrestrischem DX sind die Baken der Satelliten ein äußerst wichtiges Hilfsmittel. Ihre Frequenz und Betriebsart (CW, RTTY, PSK) entnimmt man der Frequenztabelle im Anhang. Nach ihrer Stärke optimiert man die Antennen und merkt sich dann den S-Wert. Diese Signalstärke ist ein Fixpunkt für die maximal zulässige Stärke der über den zugehörigen Transponder übertragenen Signale. Man muß seine Empfangsanlage solange verbessern, bis man Stationen mit dieser Feldstärke gut lesbar aufnehmen kann.

Die zweite wichtige Funktion der Baken ist die Informationsverbreitung. Sie strahlen sowohl Telemetrie (Meßwerte) als auch Informationen für den Benutzer (Transponderfahrpläne, Betriebshinweise, Verhaltensmaßregeln) ab (Bild 6).

Gut geeignete erste Studienobjekte für Hörbeobachtungen sind OSCAR 11 und 17 in FM auf 145.825 MHz. Letzterer sendet in üblicher Packet-Radio-Modulation und kann mit jedem TNC mitgeschrieben werden. Die Zahlenreihen sind Telemetrie, die über den Zustand des Satelliten, seiner Batterien usw. Auskunft geben. Die Feldstärken sind groß, Empfang nur mit Handfunkgerät und Gummiwendelantenne ist möglich.

OSCAR 13 sendet meist im Mode B zwischen 145.825 und .975 MHz. Dies ist ein "DX-Satellit". Die SSB-Signale sind schwach, aber stundenlang hörbar; ihre Stärke ist stark vom jeweiligen Ort des Satelliten auf seiner Bahn abhängig. Richtantennen sind erforderlich, möglichst sollte auch ein Vorverstärker verwendet werden. Die Bake ist auf 145.812 MHz und sendet meist ein schnarrendes Geräusch (PSK).

Danach kommt der Sendebetrieb

Es ist eine Gewissensfrage, ob man für den ersten Sendeversuch einen schnellfliegenden Phase-II- oder einen weit entfernten Phase-III-Satelliten nehmen soll. Ersterer liefert laute Signale, überfordert aber evtl. den Anfänger, der drei Hände braucht, um Antennen und VFO-Knöpfe zu drehen und Logbuch zu führen bzw. QSO zu fahren. Beim anderen ist es umgekehrt. Hier ist das Hauptproblem in der Schwierigkeit, sein eigenes schwaches 10-W-Signal aus dem Rauschen herauszuhören.

Bei SSB empfängt man immer im oberen Seitenband. Bei invertierenden Transpondern (OSCAR 10 und 13, außer bei Mode S) muß man dann im unteren Seitenband

senden. Der Satellitenbandplan bei Lineartranspondern sieht im unteren Drittel des Downlinkbandes nur CW, im oberen nur SSB und dazwischen beides vor.

Für erste Sendeversuche bieten sich OSCAR 13 Mode B (Phase-III) oder die lauten Lineartransponder von Fuji-OSCAR 20 (der aber nicht immer eingeschaltet ist) und AMSAT-OSCAR 21 an (Phase-II).

Wichtig ist, daß man sich zunächst Klarheit über die Up- und zugehörigen Downlinkfrequenzen, die Hörbarkeitszeiten und Antennenrichtungen verschafft und dann zuerst die Bake beobachtet. Damit stellt man fest, ob der Satellit da und der Transponder eingeschaltet ist. Man optimiert die Antennen und merkt sich die Feldstärke der Bake, um danach später das eigene Signal zu beurteilen.

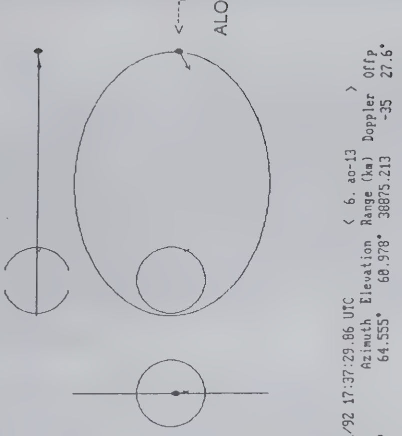
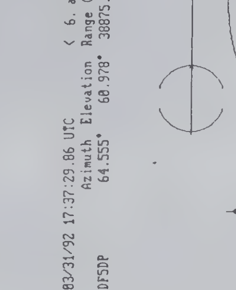
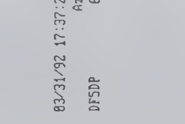
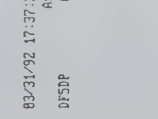
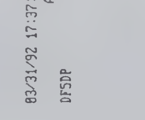
Nun kommt ein wichtiger Test: Man sendet kurz im Uplink-Band und überprüft, ob die Bake schwächer wird. Ist dies der Fall, so stopft man sich selbst den Empfänger mit dem eigenen Sendesignal zu. Dieser Effekt muß zuerst auf jeden Fall beseitigt werden, durch Entkopplung der Antennen, zusätzliche Filter, andere Frequenzwahl oder (dauerhafte) Verminderung der Sendeleistung. Der Zustopfeffekt kann auch abhängig sein von der Antennenrichtung (Reflexion an Hindernissen).

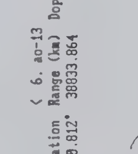
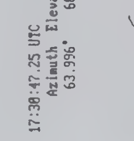
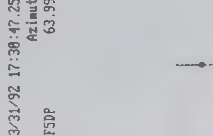
Nachdem alles in Ordnung und optimiert ist, geht man mit dem Empfänger in den Ausgabebereich des Transponders und sucht eine freie Frequenz. Doch Vorsicht: Wer eine nur mittelmäßige Empfangsanlage hat, hört Stationen, die schwach sind, nicht und hält deren Frequenz für frei! Diese können dann noch nicht einmal auf sich aufmerksam machen, weil der Störer ja sozusagen taub ist. Dieses Problem kommt auf OSCAR 13 sehr häufig vor.

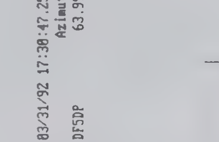
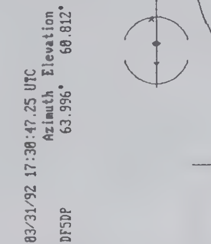
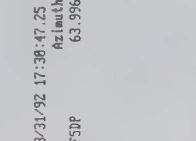
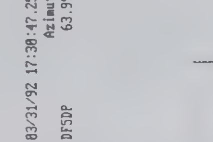
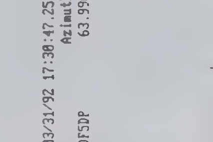
Ist die Frequenz wirklich frei, sucht man aus der Liste die zugehörige Uplinkfrequenz und sendet unter gleichzeitigem Drehen des Sender-VFOs CW-Punkte oder kurze Pfeiftöne ins Mikrofon. Langsames Drehen und sorgfältiges Hören ist hier nötig, weil man das meist dünne und wegen der Laufzeit um ca. 1/4 Sekunde verzögerte Signal leicht überhört. Bei OSCAR 13 ermöglichen einem diese Laufzeitverzögerung und die Seitenbandumkehr übrigens auch festzustellen, daß man nicht ein eigenes Mischprodukt hört, das man ggf. erst beseitigen müßte, weil es einem das Leben sonst schwer machen wird.

Nun muß man das eigene Signal mit der vorhin beobachteten Bakenstärke vergleichen. Ist es gleich laut, so hat man Glück und alles ist in Ordnung. Ist es lauter, muß man die Sendeleistung reduzieren, weil man sonst ein "Krokodil" ist, also ein Tier mit großem Maul und kleinen Ohren, das auf den OSCARs äußerst unerwünscht ist. Meist wird das eigene Signal leiser bis sehr viel leiser als die Bake sein. Will man nicht gleich die Station verbessern (Antennen, Vorverstärker, evtl. kleine Transistor-PA), so muß man ggf. auf CW ausweichen oder sich einen anderen Überflug bzw. eine andere Uhrzeit aussuchen, weil die Signalstärken, wie oben gesagt, stark von den geometrischen Verhältnissen zwischen Satellit und Beobachter abhängen.

Die Antennen von OSCAR 13 z. B. zeigen normalerweise nur im Apogäum zur Erde. Sie behalten während des Überfluges ihre Richtung im Raum bei, so daß sie schließlich von der Erde weg zeigen und auf Rundstrahler umgeschaltet wird. Zu bestimmten Jahreszeiten muß die Lage des Satelliten geändert werden, damit die Sonnenzellen genug Sonnenlicht bekommen. In diesen Perioden zeigen dann die Antennen vor dem Apogäum stark an der Erde vorbei, im Apogäum noch deutlich, und erst bei MA 200 sind sie zur Erde gerichtet (vgl. Bild 7). Hier haben dann selbst schwache Stationen die Möglichkeit, sehr gut über den Transponder zu kommen, während vor dem Apogäum selbst für gut ausgerüstete Stationen kaum etwas zu machen ist.

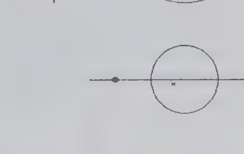
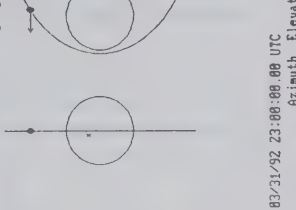
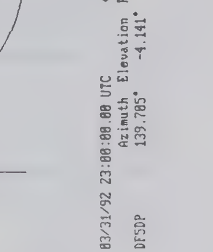
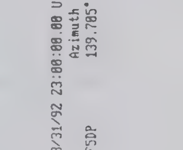
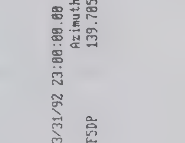







Bild 7: Geometrie der Bahn von OSCAR 13 aus drei Blickrichtungen vom Weltraum aus gesehen (von "oben" und zwei Seiten). Die Ellipse bzw. die Gerade ist die Bahn, der Kreis die Erde. Der Punkt stellt den Satelliten dar, das Kreuz den Beobachter und der ausgezogene Pfeil ist die Richtung der Satellitenantennen. Gezeigt sind die beiden Fälle mit den Bahnkoordinaten ALON=180° (links) und ALON=210° (rechts). "Offp" ist der jeweilige Squnint-Winkel.

Die ersten QSOs

Nun kann es mit dem eigentlichen Betrieb über den Satelliten losgehen. Man kann nun entweder auf einer freien Frequenz "CQ" rufen oder auf einen CQ-Ruf einer anderen Station antworten. Bei der ersten Möglichkeit hatte man genügend Zeit, die zugehörige Uplinkfrequenz zu finden und eine Testaussendung zu machen, bei der zweiten sollte man den Empfänger zunächst um einen gut zu merkenden Betrag (z. B. +10 kHz) neben die Frequenz des CQ-Rufers drehen, um die dazu gehörende Uplink-Frequenz zu finden und sich einzupfeifen. Hier kann man ungestört und ohne zu stören alles optimieren und richtig einstellen (Sendeleistung, Frequenz, Antennenrichtung, richtiges Seitenband usw.). Danach dreht man einfach seine Sende- und Empfangsfrequenz um den vorher verstimmten Betrag zurück (also z. B. RX wieder 10 kHz tiefer und TX 10 kHz höher). Man kann nun sicher sein, daß man richtig abgestimmt ist, und zwar auch dann, wenn man nun beispielsweise in einem Pile-Up sein eigenes Signal wegen QRM zeitweise nicht hört.

Sehr wichtig ist, daß man sich von Anfang an gleich daran gewöhnt, im vollen Duplex-Mode zu arbeiten, also auf jeden Fall während der eigenen Sendung die Lautstärke des Empfängers nicht zurückzudrehen. So kann man laufend das eigene Signal beobachten und einen Überblick über die Situation auf der Frequenz halten. Man ist also während der eigenen Aussendung nicht "taub", was erhebliche Vorteile bringt und eine gute Betriebstechnik über Satellit ermöglicht.

Unbedingt verwenden sollte man auch einen Kopfhörer, um zu vermeiden, daß die NF des eigenen Empfängers gleich wieder akustisch auf das Mikrofon übertragen und ausgesendet wird, was durch die Rückkopplung zu einer häßlichen Geräuschkulisse auf dem Satelliten führt.

Bei den weit entfernten Phase-III-Satelliten hat man jedoch zunächst als Anfänger immer Probleme mit der Zeitverzögerung. Man kommt unweigerlich ins Stottern, weil man die eigene Stimme nach ihrer Reise durch den Weltraum mit Verzögerung hört. Dies ist einerseits anfangs normal, andererseits eine reine Gewöhnungssache. Auch hier darf man auf keinen Fall den Empfänger ganz leise drehen. Anfangs dreht man ihn etwas leiser und spricht langsam. So gewöhnt man sich gut an den Effekt und kann dann die Lautstärke nach einiger Übung wieder normal drehen.

Auch hier sei noch einmal daran erinnert, daß die Feldstärken vom geometrischen Ort des Satelliten auf seiner Bahn und dem QTH der Bodenstation abhängen. Hat man wegen unterdurchschnittlicher Ausrüstung Probleme, so sollte man an anderen Tagen und zu anderen Zeiten weitere Versuche machen, wobei die Zeiten zu bevorzugen sind, zu denen die Elevation groß und die Mißweisung (Squint) der Satellitenantennen möglichst klein ist (vgl. hierzu auch Bild 7).

Die Frage, die jeden Satellitenamateur dann bewegt, ich die nach der Qualität oder Güte seiner Anlage im Vergleich zu anderen. Der Sendezweig ist hierbei sehr gut direkt zu beurteilen, weil man ja auf dem Transponder alle möglichen anderen Stationen hört und mit dem eigenen Signal vergleichen kann. Auch die Bake sollte in diesen Vergleich im oben genannten Sinn einbezogen werden. Schwieriger ist es aber mit dem weitaus wichtigeren Sendezweig. Zum Glück gibt es aber auch hier ein sehr gutes Testverfahren:

Mehrmals im Jahr führt die AMSAT-NA auf OSCAR 13 den sogenannten "ZRO-Test" durch. Hierbei werden zunächst mit einer der Feldstärke der Bake entsprechenden Signalstärke (Z 0) auf einer bestimmten Frequenz und zu einer bestimmten Zeit in CW Fünfergruppen ausgesendet, die man mitschreibt. Nach einem Durchgang verringert die Sendestation ihre Leistung um die Hälfte und gibt mit dieser Signalstärke

(Z 1) neue Fünfergruppen. Dieses Halbieren der Sendeleistung und entsprechende Verringern der Feldstärke wiederholt sich nun schrittweise bis Z 9, also 27 dB unter der Nominalfeldstärke der Bake. Der letzte Durchgang, den man noch richtig aufnehmen konnte, gibt einem ein Maß für die Güte der eigenen Empfangsanlage.

Wer nur Z 4 oder 5 erreicht, muß seine Anlage verbessern. Eine gute Anlage ermöglicht etwa Z 7. Z 9 wurde bisher weltweit nur von wenigen Stationen erreicht. Die Teilnahme an den ZRO-Tests kann jedem OSCAR-Benutzer sehr empfohlen werden. Der Test macht sehr viel Spaß und bringt wertvolle Erkenntnisse über die eigene Station. Anleitungen dazu finden sich in der cq-DL und im AMSAT-DL-Journal [2,3].

Weitere Tätigkeitsfelder

Bei sehr vielen Funkamateuren führt die Beschäftigung mit den Amateurfunksatelliten irgendwann zum Interesse an weitergehenden Studien. Hier ist zunächst die Aufnahme, Dekodierung und Auswertung der Telemetrie zu nennen. Hinweise hierzu findet man regelmäßig im AMSAT-DL-Journal. Beim AMSAT-DL Warenvertrieb sind passende Decoder, Software usw. erhältlich [5].

Eine sehr rührige Gruppe von OMs betreibt die Beobachtung von Satelliten im Schulunterricht (und zur eigenen Weiterbildung). Hinweise und Beispiele hierzu sind in einem Heft zu finden, das von dieser Gruppe herausgegeben wurde [6].

An Universitäten wurde schon vor Jahren die Beobachtung von OSCAR-Satelliten in die Lehre einbezogen [7]. In regelmäßigen Abständen werden auch an verschiedenen Hochschulen Diplomarbeiten vergeben, die sich mit Problemstellungen aus diesem Gebiet befassen.

Für den am Satellitenfunk Interessierten stehen mittlerweile einige informative Bücher und Zeitschriften zur Verfügung. Hier ist zunächst die "Bibel" des Satellitenfunks zu nennen, das "Satellite Experimenter's Handbook" [8], ein englischsprachiges Werk, das gerade in zweiter Auflage erschienen ist. Ein ähnliches, deutsches Werk für Anfänger und Fortgeschrittene ist das "AMSAT-DL Satellitenhandbuch" [9]. Weiterhin ist zu erwähnen das "DARC Satellitenbuch" [10]. Artikel zu jeweils aktuellen Themen enthält die viermal im Jahr erscheinende Mitgliederzeitschrift der AMSAT-DL, das "AMSAT-DL-Journal" [11].

Diese Literaturzusammenstellung ist keineswegs vollständig; in vielen weiteren Büchern und Zeitschriften findet man Artikel zum Thema "OSCAR". Wer in Packet Radio QRV ist, sollte auf jeden Fall regelmäßig die Rubrik "AMSAT" verfolgen, in der sich stets die aktuellsten Meldungen zu diesem Thema finden.

Die AMSAT

Die Amateurfunksatelliten werden in der Regel von Funkamateuren gebaut, die sich in AMSAT-Gruppen zusammengeschlossen haben. Die deutsche Gruppe, AMSAT-DL, in Marburg [11] ist eine der erfolgreichsten. Unter ihrer Federführung entstanden u. a. die Satelliten OSCAR 10 und OSCAR 13. Ebenso der neue "Supersatellit" und Nachfolger von OSCAR 13, Phase-III-D, der etwa 1995 gestartet werden soll. Er wird sowohl von seiner Größe, als auch von seinen Betriebsmöglichkeiten her ganz neue Maßstäbe setzen. Bau und Finanzierung dieses großen Projektes können auch wieder nur auf internationaler Basis geschehen. Wesentliche Beiträge zu den Baukosten kommen u. a. vom Bundesministerium für Forschung und Technologie und vom DARC.

Wer den Bau von Amateurfunksatelliten unterstützen will, sollte Mitglied der AMSAT-DL werden. Er sollte aber wissen, daß das satzungsgemäße Ziel dieses Vereins der Bau und Betrieb dieser Satelliten ist. Aufwendige Mitglieder-Betreuung ist zeitlich und personell vom Marburger Team nicht zu erbringen. Wer in Marburg anruft, um ausgiebige Ratschläge zu erbitten, wie er die Keplerdaten in das irgendwo "abgestaubte" "Superorbit"-Programm seines "Cebulon-X"-Rechners eingeben kann, muß sich darüber klar sein, daß das AMSAT-DL-Team dann die Arbeit am nächsten Satelliten erstmal einstellen müßte, um sich Problemen wie dem "Cebulon-X"-Rechnern zuzuwenden.

Weiterhin besteht eine Art Arbeitsteilung mit dem DARC. Im "VHF/UHF/SHF-Referat" des DARC werden die Belange der Satellitenbenutzer durch mich im Einvernehmen mit den anderen Betriebsarten vertreten. Hat jemand echte Probleme (z. B. wegen QRM im Satellitenband usw.), so kümmere ich mich darum zu. Für diesbezügliche Informationen bin ich sehr dankbar. (Wenn ich aber auch um Verständnis bitte, daß ich mit dem obigen "Cebulon-X"-Problem u. ä. ebenfalls nicht weiterhelfen kann.)

Literatur

[1] Gunkel, E.: Satellitenfunk - Was läßt sich mit einfachen Mitteln erreichen?, Vortrag auf der Interradio 1991

[2] Notthoff, N.: Prüfen Sie Ihre OSCAR-Station - mit dem "ZRO-Test", cq-DL 8/89 S. 495

[3] Notthoff, N.: Der "ZRO-Test" - ein wichtiges Hilfsmittel für den OSCAR-Amateur, AMSAT-DL-Journal 2/91 S. 27

[4] Erste DL-Station erreichte Level 9 im ZRO-Test, cq-DL 10/89 S. 620

[5] AMSAT-DL Warenvertrieb Reinhard Richter, Lohfeldweg 40, W-3000 Hannover 91, (Angebotsliste gegen SASE, Lieferung auch an Nichtmitglieder)

[6] Lipps, W. (Hrsg.): Satellitennutzung in Schule und Freizeit (erhältlich gegen Einsendung von 10 DM an W. Lipps, DL4OAD, Sedanstr. 24, W-3207 Harsum)

[7] Notthoff, N.: Erfahrungen mit OSCAR 10 - einmal anders, cq-DL 9/85 S. 522

[8] Davidoff, M. R.: The Satellite Experimenter's Handbook, ARRL-Verlag

[9] Schauff, J., Sperber, F., Notthoff, N.: Das AMSAT-DL Satellitenhandbuch, beam-Verlag Marburg 1992

[10] Grünfeld, G.: Das DARC-Satellitenbuch, DARC-Verlag Baunatal 1990

[11] AMSAT-DL e. V., Holderstrauch 10, W-3550 Marburg 1. Viermal jährlich gibt es die Mitgliederzeitschrift "AMSAT-DL-Journal.

Frequenzen der Amateurfunk-Satelliten

(Mode)	(Frequenzen)	(TRX-Mode)	(Modulation)

AMSAT-OSCAR 10

Mode B

Uplink	435.175-435.025 MHz	LSB	SSB/CW
Downlink	145.825-145.975 MHz	USB	SSB/CW
Bake	145.810 MHz	unmod. Träger mit QSB	

OSCAR 10 ist periodisch benutzbar, wenn er genug Sonnenlicht erhält und von der AMSAT freigegeben wird. Wenn die Bake "wimmert", darf er nicht benutzt werden! Die Signale sind schwach, da nur noch die rundstrahlenden Antennen in Betrieb sind.

(Mode L)

Nicht mehr in Betrieb

UoSAT-OSCAR 11

Telemetriebake	145.826 MHz	FM	AFSK-ASCII
Telemetriebake	435.025 MHz	FM	AFSK-ASCII
Telemetriebake	2401.5 MHz	FM	AFSK-ASCII

AMSAT-OSCAR 13

Mode B

Uplink	435.573-435.423 MHz	LSB	SSB/CW
Downlink	145.825-145.975 MHz	USB	SSB/CW
allg. Infobake	145.812 MHz	USB	CW/RTTY/PSK
techn. Bake	145.985 MHz	USB	PSK

Mode L

Uplink	1269.641-1269.351 MHz	LSB	SSB/CW
Downlink	435.715-436.005 MHz	USB	SSB/CW
allg. Infobake	435.652 MHz	LSB	RTTY/PSK
RUDAK-Bake	435.677 MHz	(nicht in Betrieb)	

Mode S

Uplink	435.602-435.638 MHz	USB	SSB/CW
Downlink	2400.711-.747 MHz	USB	SSB/CW
Bake	2400.664 MHz	USB	PSK

Nach Planung der AMSAT-DL und Beschluß der IARU soll der J-Transponder in der Region 1, zu der auch DL gehört, NICHT benutzt werden!

PACSAT-OSCAR 16

Uplink	145.900/920/940/960 MHz	FM	Manch. AX25
Downlink/Bake	437.02625 MHz	USB	PSK AX25
	437.05130 MHz	USB	RC PSK AX25
	2401.1428 MHz	USB	PSK AX25

DOVE-OSCAR 17

Bake	145.824 MHz	FM	AX25/dig.Spra.NBFM
	145.825 MHz	FM	dito
	2401.2205 MHz	USB	PSK AX25

WEBER-OSCAR 18

Bake	437.07510 MHz	USB	PSK dig.Bilder/TLM
	437.10200 MHz	USB	RC dito

LUSAT-OSCAR 19

Uplink	145.840/860/880/900 MHz	FM	Manch. AX25
Downlink	437.15355 MHz	USB	PSK AX25
	437.12580 MHz	USB	RC PSK AX25
CW-Bake	437.125 MHz	CW	CW

FUJI-OSCAR 20

Mode Ja (analog)

Uplink	146.000-145.900 MHz	LSB	SSB/CW
Downlink	435.800-435.900 MHz	USB	SSB/CW
Bake	435.795 MHz	CW	CW

Mode Jd (digital)

Uplink	145.850/870/890/910 MHz	FM	Manch. AX25
Downlink	435.910 MHz	USB	PSK AX25

AMSAT-OSCAR 21

Mode B

Uplink Trp.1	435.102-435.022 MHz	LSB	SSB/CW
Uplink Trp.2	435.123-435.043 MHz	LSB	SSB/CW
Downlink Tr.1	145.852-145.932 MHz	USB	SSB/CW
Downlink Tr.2	145.866-145.946 MHz	USB	SSB/CW
Baken (1)	145.822 MHz	CW	CW
	145.952 MHz	FM	BPSK Dev. 2 kHz
Baken (2)	145.948 MHz	CW	CW
	145.838 MHz	FM	BPSK Dev. 2 kHz
	145.800 MHz	FM	dito

Mode Bd RUDAK-2

Uplink	435.016/155/193/041 MHz	FM	div.
Downlink	145.983 MHz	div.	div.

UoSAT-OSCAR 22

Uplink 1	145.900 MHz	FM	9600 Bd FSK-AX25
Uplink 2	145.975 MHz	FM	9600 Bd FSK-AX25
Downlink/Bake	435.120 MHz	FM	9600 Bd FSK-AX25
Bake	435.120 MHz	FM	1200 Bd AFSK-ASCII

KITSAT-OSCAR 23

Uplink 1	145.900 MHz	FM	9600 Bd FSK-AX25
Uplink 2	145.850 MHz	FM	9600 Bd FSK-AX25
Downlink/Bake	435.175 MHz	FM	9600 Bd FSK-AX25
Bake	435.175 MHz	FM	1200 Bd AFSK-ASCII

RS 10/11

Mode A

Uplink	145.860-145.900 MHz (10)	USB	SSB/CW
	145.910-145.950 MHz (11)	USB	SSB/CW
Downlink	29.360-29.400 MHz (10)	USB	SSB/CW
	29.410-29.450 MHz (11)	USB	SSB/CW
ROBOT uplink	145.820 MHz (10)	CW	CW
	145.830 MHz (11)	CW	CW
ROBOT downlink	29.403 MHz (10)	CW	CW
	29.453 MHz (11)	CW	CW
Bake	29.357 MHz (10)	CW	CW
	29.407 MHz (11)	CW	CW

Mode K

Uplink	21.160-21.200 MHz (10)	USB	SSB/CW
	21.210-21.250 MHz (11)	USB	SSB/CW
Downlink	29.360-29.400 MHz (10)	USB	SSB/CW
	29.410-29.450 MHz (11)	USB	SSB/CW
ROBOT uplink	21.120 MHz (10)	CW	CW
	21.130 MHz (11)	CW	CW
ROBOT downlink	29.403 MHz (10)	CW	CW
	29.453 MHz (11)	CW	CW
Bake	29.357 MHz (10)	CW	CW
	29.407 MHz (11)	CW	CW

Mode T

Uplink	21.160-21.200 MHz (10)	USB	SSB/CW
	21.210-21.250 MHz (11)	USB	SSB/CW
Downlink	145.860-145.900 MHz (10)	USB	SSB/CW
	145.910-145.950 MHz (11)	USB	SSB/CW
Bake	145.857+145.903 MHz (10)	CW	CW
	145.907+145.953 MHz (11)	CW	CW

RS 12/13

Mode A

Uplink	145.910-145.950 MHz (12)	USB	SSB/CW
	145.960-146.000 MHz (13)	USB	SSB/CW
Downlink	29.410-29.450 MHz (12)	USB	SSB/CW
	29.460-29.500 MHz (13)	USB	SSB/CW
ROBOT uplink	145.8308 MHz (12)	CW	CW
	145.8403 MHz (13)	CW	CW
ROBOT downlink	29.4543 MHz (12)	CW	CW
	29.5043 MHz (13)	CW	CW
Bake	29.4081 (29.4543) MHz (12)	CW	CW
	29.4582 (29.5043) MHz (13)	CW	CW

Mode K

Uplink	21.210-21.250 MHz (12)	USB	SSB/CW
	21.260-21.300 MHz (13)	USB	SSB/CW
Downlink	29.410-29.450 MHz (12)	USB	SSB/CW
	29.460-29.500 MHz (13)	USB	SSB/CW
ROBOT uplink	21.1291 MHz (12)	CW	CW
	21.1385 MHz (13)	CW	CW
ROBOT downlink	29.4543 MHz (12)	CW	CW
	29.5043 MHz (13)	CW	CW
Bake	29.4081 (29.4543) MHz (12)	CW	CW
	29.4582 (29.5043) MHz (13)	CW	CW

Mode T

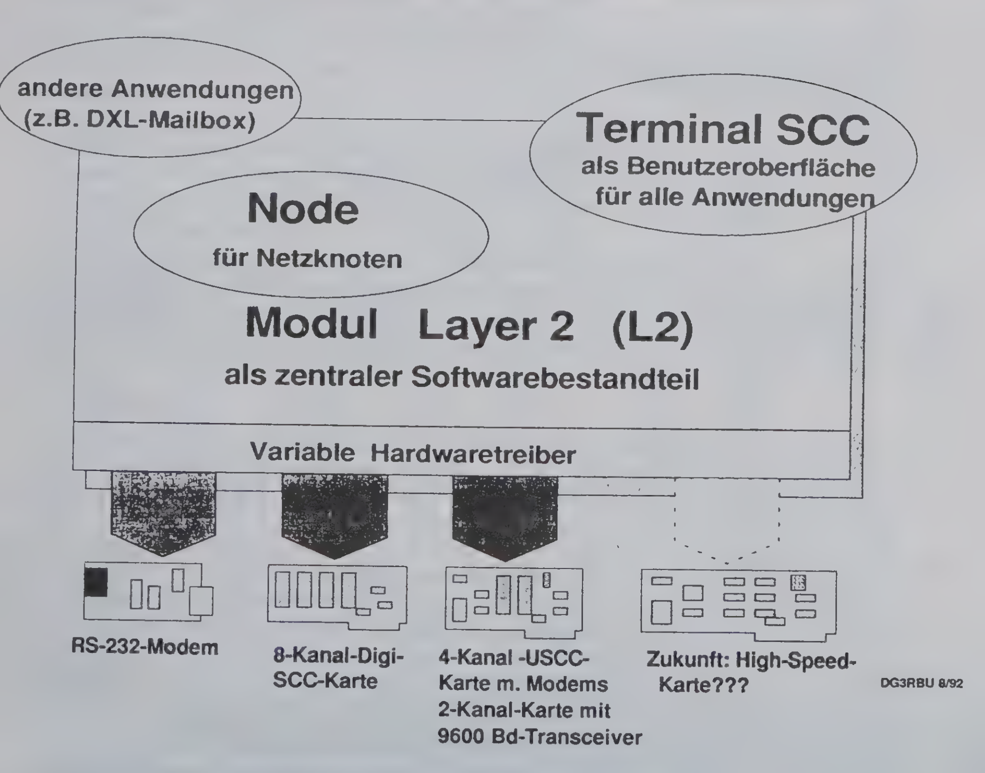
Uplink	21.210-21.250 MHz (12)	USB	SSB/CW
	21.260-21.300 MHz (13)	USB	SSB/CW
Downlink	145.910-145.950 MHz (12)	USB	SSB/CW
	145.960-146.000 MHz (13)	USB	SSB/CW
Bake	145.9125 (145.9587) MHz (12)	CW	CW
	145.8622 (145.9083) MHz (13)	CW	CW
ROBOT uplink	21.1291 MHz (12)	CW	CW
	21.1385 MHz (13)	CW	CW
ROBOT downlink	145.9587 MHz (12)	CW	CW
	145.9083 MHz (13)	CW	CW

DF5DP (08/92) [DARC + AMSAT-DL]

Das BayCom - Konzept für Benutzer und Netzknoten

Johannes Kneip, DG3RBU, Tassiloweg 3, 8400 Regensburg

Das BayCom - Packet - Radio Konzept stellt ein universales Programmsystem dar, das sowohl den Betrieb als normales PR-Terminal als auch als Netzknotenrechner (Digipeater oder Mailbox) gestattet.
Möglich ist diese vielseitige Verwendung durch den sehr modularen Aufbau des Systems: Die grundverschiedenen Anwendungen werden auf einen gemeinsamen Kern (genannt L2) gesetzt, der wiederum verschiedene Hardware zur Datenübertragung ansteuern kann. L2 übernimmt dabei alle Funktionen der untersten Layer des OSI/ISO-Kommunikationsmodells, das die Basis für den PR-Betrieb bildet. Enthalten sind darin z.B. der Verbindungsaufbau, Informationsübertragung, Datensicherung und ähnliche Funktionen.
Folgendes Bild zeigt einen Überblick über den derzeit realisierten Funktionsumfang:



Die Hardware

Als einfachste Möglichkeit besteht die Anschluß eines kleinen Modems an die serielle Schnittstelle. Der PC stellt dabei - und das ist gleichzeitig der Unterschied zu einem normalen TNC - das fertig codierte PR-Signal an der seriellen Schnittstelle zur Verfügung. Es ist lediglich noch die Umsetzung der Pakete in das üblicherweise verwendete AFSK-Signal (Tonumtastung 1200/2200 Hz) nötig, was mittels eines Modem-ICs aus der Telefontechnik sehr leicht möglich ist, es wird nur mehr sehr wenig externe Peripherie zur Pegelanpassung und zur Spannungsversorgung benötigt:

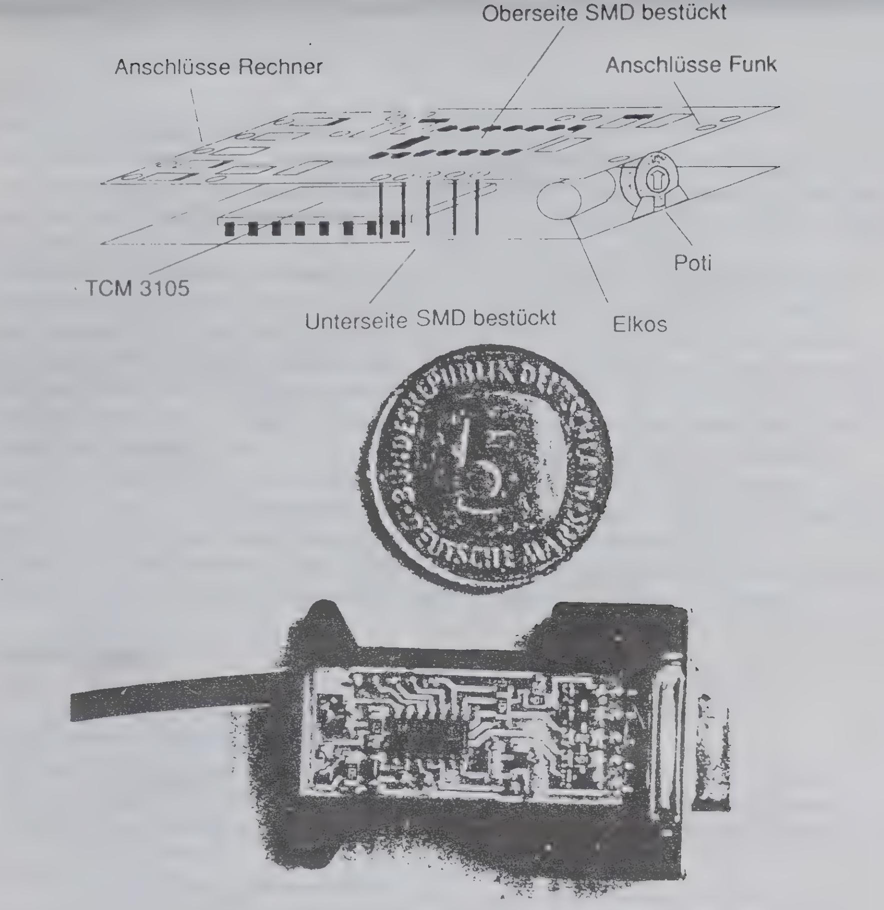
BAYCOM - Modem an der RS232-Schnittstelle
SMD-Ausfuehrung, 5.1.92

TXD, DTR, CTS, RTS, GND — IC 1 TCM 3105 — IC 2 =74HC04 — RS 232 — LS, PTT, GND, Mic — FUNK

©DL8MBT/DG3RBU Januar 92

Bei FT470 zur NF-Stummschaltung

Durch die geringe Anzahl der Bauelemente ist mit Hilfe der SMD-Technik ein sehr kompakter Aufbau realisierbar: Die Bauteile werden auf zwei übereinander liegenden, sehr dünnen Platinen plaziert, das Modem-IC und zwei Elkos befinden sich in normlaer Bauform dazwischen. Der gesamte Aufbau verschwindet dann in einem handelsüblichen Sub-D-Steckergehäuse.

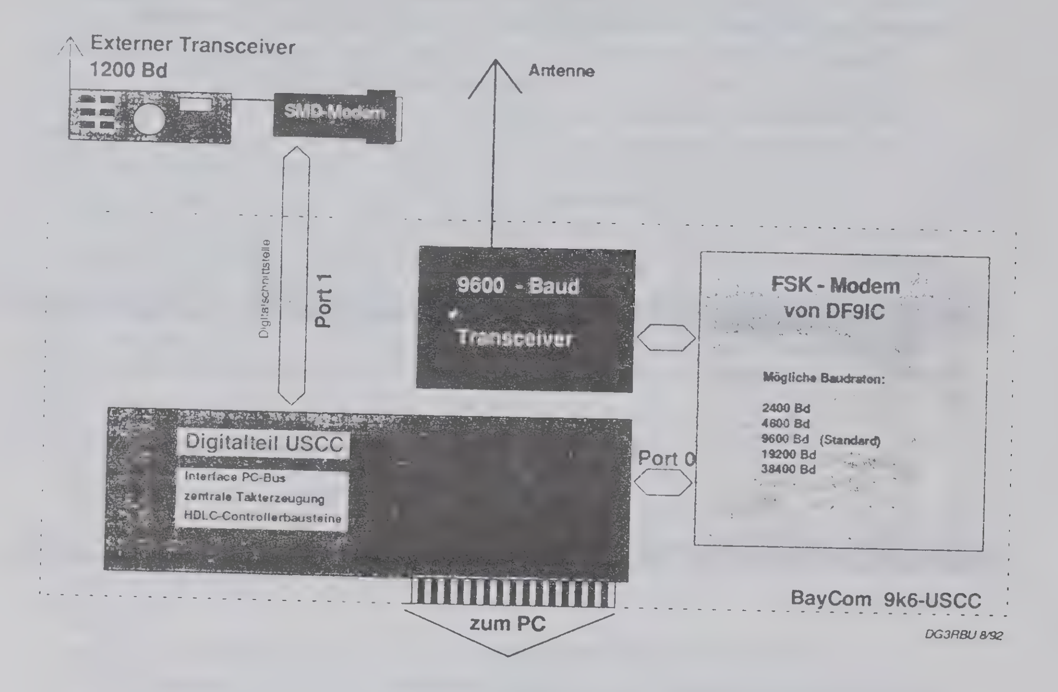


Neben dem SMD-Modem existieren auch noch etwas größere (und damit leichter nachzubauende) Modems für den UKW-Betrieb sowie ein Modem mit dem IC AM7911, mit dem zusätzlich Kurzwellenbetrieb möglich ist.

Als zweite Möglichkeit kann man Einsteckkarten für den handelsüblichen PC-Bus (ISA-Bus) zur Datenübertragung nutzen. Auf diesen Karten befinden sich jeweils ein oder mehrere hochintegrierte Bausteine, die speziell für schnelle serielle Datenübertragung genutzt werden können. Im Gegensatz zum Modem an der RS-232, das auf maximal 1200 Bd beschränkt ist, können mit solchen Karten Baudraten bis 38400 Baud erreicht werden. Natürlich sind dann auch für diese Geschwindigkeiten geeignete Modems nötig. Etabliert hat sich hier der sogenannte G3RUH-Standard, ein direktmodulierendes FSK-Verfahren, das eine sehr ökonomische Übertragung der Daten zulässt, aber speziell dafür entworfenes oder umgebautes Funkequipment erfordert.
Es existieren derzeit 3 verschiedene Versionen der USCC-Karte, wie wir diese Einsteckkarten nennen:

Die erste Version (SCC-4) enthält gleich 8 Funkkanäle und ist somit insbesondere für Netzknotenanwendungen interessant. Es befinden sich auf dieser Karte aber keine Modems, diese müssen dann noch extern angeschlossen werden.
Die eigentliche USCC-Karte, die auch für den Benutzer seit einigen Monaten zur Verfügung steht, enthält vier Funkkanäle und drei Modems, was Betrieb zwischen 300Bd auf Kurzwelle und 9600Bd auf schnellen Einstiegen möglich macht. Nähere Details zu dieser Karte sind z.B. im ADACOM-Magazin 3/92 veröffentlicht.
An dieser Stelle etwas näher vorgestellt werden soll die sogenannte 9k6-USCC. Die Besonderheit dieser Einsteckkarte liegt darin, daß sie auf der PC-Karte bereits einen kleinen, bequarzten Transceiver enthält, der speziell für den Betrieb auf 9600 Bd ausgelegt ist. Daneben kann noch ein einfaches 1200 Bd-Modem (wie das vorher bereits erwähnte SMD-Modem angeschlossen werden.
Das folgende Bild zeigt einen Überblick über den Aufbau der Karte:

Funktionsübersicht BayCom 9k6 - USCC



Es ist somit kein aufwendiger Funkgeräte-Umbau notwendig, da der auf dem Board befindliche Transceiver speziell für die digitale Datenübertragung entworfen wurde. Auf der Rückseite des PCs ist somit eine BNC-Buchse zu finden, an die direkt die Antenne angeschlossen wird. An Einstellungen ist somit nur noch die Hubkalibrierung sowie die Einrichtung des sendeseitigen FIR-Filters des Modems nötig, der Einstieg in die 9600-Bd-Welt somit sehr erleichtert.
Das Ausgangssignal des DF9IC-Modems auf der 9k6-USCC wird direkt auf den Varaktor gekoppelt. Nach eine versiebenundzwanzigfachung des modulierten Oszillatorsignals und anschließender Filterung und Verstärkung steht ein Sendeausgangssignal mit einer Leistung von etwa 2 Watt zur Verfügung.
Der Empfänger ist nach dem Doppel-Super-Prinzip aufgebaut und besitzt ZFs von 21.4 MHz und 455 kHz. Er zeichnet sich durch sehr hohe Linearität und entsprechend breite Filter aus, so daß auch ein Betrieb mit 19200 Bd noch möglich erscheint.
Als zusätzliche Schnittstelle der 9k6-USCC ist ein 9-poliger Sub-D-Stecker vorgesehen, an den das normalerweise an der RS-232 benutzte SMD-Modem angeschlossen werden und somit für einen zweiten Kanal auf 1200 Bd weiterverwendet werden kann. An dieses Modem darf jedes beliebige Funkgerät angeschlossen werden, ein Umbau ist nicht notwendig. Die Erweiterung einer 1200Bd- PR- Station auf einen zusätzlichen 9600-Bd Funkkanal ist somit problemlos möglich.

Für die Zukunft vorgesehen sind noch spezielle Einsteckkarten mit eigenem Prozessor, um noch höhere Baudraten zu erreichen. Derzeit existiert aber noch kein geeignetes Funk-Equipment, um diese Baudraten dann auch zu übertragen, weswegen die Entwicklung dieser Karten noch keine allzugroße Priorität besitzt.

Die Software

Wie bereits am Anfang dieses Artikels erwähnt, besteht die Software des BayCom-Systems aus verschiedenen Teilen. Zentralstück ist das L2 genannte Modul, das in zwei verschiedenen Ausführungen compiliert werden kann: Zunächst existiert eine Benutzerversion, die auf möglichst geringen Speicherverbrauch "getrimmt" ist. Daneben kann auch aus der C-Quelle die Node-Version erzeugt werden, die zusätzlich den kompletten FlexNet-Router und die Node-Oberfläche enthält. Bei der Node-Version können gleichzeitig auch mehrere USCC-Karten eingesteckt werden, womit der Aufbau von Netzknoten mit bis zu 16 Funkkanälen möglich wird.
Beiden Programmen ist gemeinsam, daß diese als residente Anwenderprogramme unter DOS arbeiten, d.h. nach dem Start von L2 erscheint wieder der gewohnte DOS-Prompt, lediglich ein blinkendes Viereck und belegter Speicher zeigt die Aktivität von L2 an.
Ab diesem Zeitpunkt ist PR-Betrieb möglich und die Station kann von außen connectet werden.
Der Benutzer selber muß, um die Aktivität von L2 beobachten und steuern zu können, erst noch das eigentliche Anwendungsprogramm starten. Dies kann - und auch das ist wieder für Digipeater und Benutzer gemeinsam - ein Terminalprogramm sein, aber auch eine Mailbox oder ähnliche Anwendung.

Das zu L2 gehörige Terminalprogramm zeigt den gewohnten, dreigeteilten Aufbau. Im oberen Bereich werden die Eingaben getätigt, der mittlere Teil ist das Empfangsfenster, der unterste Teil dient zur Beobachtung des auf der Frequenz stattfindenden Gesamtbetriebs (Monitor). Es kann zwischen mehreren Ports umgeschaltet werden (also mehrere Verbindungen auf verschiedenen Bildschirmseiten gleichzeitig gefahren werden) oder ein ganzseitiges Monitorfenster dargestellt werden:

```
:CONNECT DB0RGB
1
QRV DG3RBU> Info Transfer   mem=033 ln=350 n2=20 o=0 fr= 50 k= 0 11:57 1 IU

>>> 11:55 Connected to DB0RGB
BayCom-Node V1.50 - Regensburg  >
REGENSBG:DB0RGB> Links:
DB0LNA        11/8      P1  (Landau)
DB0EV         31/33     P2  (Opf. Wald)
DB0WGS        29/31     P3  (Wegscheid)
DB0OVA     ( --- )      P7
-->
1:DB0RGB 2:DL8MBT 3:DB0AAB 4:------ 5:------ 6:-------          :WRITE 6234
T:20 11:55 DG3RBU>DB0RGB>I01,C,F0:
1
R:19 11:55 DB0RGB>DG3RBU>I11,C,F0:
REGENSBG:DB0RGB> Links:
DB0LNA        11/8      P1  (Landau)
DB0EV         31/33     P2  (Opf. Wald)
DB0WGS        29/31     P3  (Wegscheid)
DB0OVA     ( --- )      P7
-->
T:20 11:55 DG3RBU>DB0RGB>RR2,R
```

Das Terminal selber bietet einigen Komfort, folgende Liste bietet einen groben Überblick über den Funktionsumfang und mögliche Kommandos:

AN EIN/AUS	pers. Connecttexte ein/ausschalten
BA <call>	Adresse für Bake einstellen
BE <zahl>	Bakenabstand einstellen
BL EIN/AUS	L2-Blinken abstellen
B <Text>	Bakentext einstellen
C <call> [<digi> ..]	Verbindung aufbauen
CAR <Kanal> <Wert>	DCD und Takte
CA <maske>	Directory ausgeben (siehe :DIR)
CB EIN/AUS	Connectgong/Ctrl-G: Gong ein/aus
CD <directory>	Directory wechseln
CL [nr]	Bildschirmfenster löschen
CN <calls>	Stationscalls mit Connectverbot
COM EIN/AUS	Automatisch Doppelpunkt setzen
CR <zeit>	Bildschirmschoner in Minuten
CS	gibt Userliste aus
CT <buchstabe>	Standardtext zuweisen für Begrüßung
CW <minuten>	Zeit für CW-Kennung
DA <zeit>	Timeoutzeit nach DAMA-Erkennung
D	Verbindung trennen
D A	Alle Verbindungen trennen

Kommando	Bedeutung
DC <call>	eigenes Digicall einstellen
DIR <maske>	Directory ausgeben
DISCT <zahl>	Timeout-Timer bei Inaktivität
DW <zahl>	Kanal-Frei-Wartezeit
E <name>	File von der Tastatur eingeben.
EC EIN/AUS/2	Eigener Text im RX-Fenster
EN EIN/AUS	Umschaltung englische/deutsche
EX EIN/AUS	Log sofort oder nach Programmende
FR <zahl>	Zeit, die bis zum Poll gewartet wird
G EIN/AUS	Umschaltung DIN/IBM-Zeichensatz
H	Help aufrufen
HB <zahl>	Baudrate einstellen
HEN <kanal> <0/1>	NRZ-Codierung/Takt f. DF9IC-Modem
I	Infotext ausgeben
IP <zahl>	max. Infopoll-Länge
J	Passwortprozedur
K <nummer>	Wechseln des aktiven Funkkanals
KN EIN/AUS	Knacks bei Daten ein/ausschalten
L	Standardtexte auflisten
LIN <call> <kanal>	Eintragen fester Linkpartner
LINKT <zahl>	Linkcheckzeit bei Inaktivität
LOG	Logbuch ein/ausschalten
L2 <text>	CTEXT für alleinlaufenden L2
MA <zahl>	Maximal unbestätigte Frames
M <option>	MHEARD-Liste ausgeben
MHEAD	Zeilenumbruch im Monitor
MC <Calls>	Spezielle Calls f. Monitor
MO <Kan.nummern>	Kanäle f. Monitoranzeige setzen
MS <ziffer>	Monitorselect
MY <call>	eigenes Rufzeichen
O <comand>	DOS-Befehl ausführen
P <zahl>	maximale Framelänge
Q	Disc, wenn alles angekommen
QT <Buchstabe>	Quittext definieren
R <name>	Textfile aussenden
RC <Kommandos>	Fernbedienungskommandos freigeben
REM EIN/AUS	Fernbedienung ein/aus
RES <zahl>	ACK-Verzögerung
RET <zahl>	max. Wiederholungen
RP <name>	Binärfile aussenden
S <Attribute>	Bildschirmfarben setzen
SAV <Zahl>	Anzahl zu sichernder Ports
ST <buchstabe> <text>	Standardtext definieren
SY	Beenden das Programms
TA <zahl>	Anzahl der Schlußflags
TI <zahl>	Infosend-Timer
TQ <zahl>	max. Zeit nach Quit
T <zahl>	Senderhochtastzeit
U	gibt Userliste aus
V <name>	Textfile anzeigen
VE	Einschaltmeldung ausgeben
W <name>	Textfile empfangen
WP <name>	Binärfile empfangen
X <my> <call>[<digi> ..]	Verbindung unter anderem Call
XM 0/1	Sender deaktivieren

Der BayCom - Node

Weniger für den Hausgebrauch, dafür mehr für den leistungsfähigen Netzknoten ist der sogenannte BayCom-Node gedacht, eine Benutzeroberfläche, die äusserlich der TheNet-Software ähnelt, von den Digipeatereigenschaften sowie Routerprinzipien Gemeinsamkeiten mit FlexNet aufweist, mit beiden jedoch intern absolut nichts gemein hat. Ziele der Entwicklung waren einfache Bedienung, Befehlskompatibilität zu bestehenden anderen Systemen und großer Datendurchsatz sowohl auf Benutzerzugang als auch auf Linkstrecken. Verschiedene Eigenschaften, z.B. Convers-Betrieb, ergänzen den Komfort dieses Systems. Erwähnenswert erscheint hier die Tatsache, daß das BayCom-System als eines der ganz wenigen Systeme echtes Userrouting durchführen kann, d.h. es ist in der Lage, einen einzelnen Benutzer im Netz zu finden, wenn dieser nicht am jeweiligen Usereinstieg qrv ist. Dies funktioniert mittels eine MHEARD-Liste, die in jedem Knoten jeweils für die letzten 2048 Stationen geführt wird und in der sowohl Call als auch festgestellter Einstiegsdigi (im BayCom/RMNC-Netz) vermerkt wird. Bekommt der Digi dann einen Connectauftrag an eine in der MH-Liste gehörte Station, wird dieser über denjenigen Digi (wenn nicht explizit anders angegeben) ausgeführt, über den der Benutzer zuletzt gehört wurde. Dies erleichtert das Auffinden von Stationen, von denen man nicht genau weiß, wo diese qrv sind, doch erheblich. Geforwardet wird diese MH-Information übrigens aus Linkbelastungsgründen nicht, es reicht aber, wenn der Benutzer ein einziges Frame an oder über einen Knoten abstrahlt, um in der MH-Liste vermerkt zu werden.
Eine weitere Basis für effizienten Digipeaterbetrieb bietet die erfolgte Implementierung eines Flexnet-Router-kompatiblen Autorouters. Dieser Algorithmus analysiert die durch Laufzeitmessung von Testframes gewonnenen Linkqualitätsinformationen und bietet mit den von den Nachbarknoten empfangenen Informationen eine Möglichkeit, einen Verbindungsaufbau für den Benutzer zu einem entfernten, aber durch das Qualitätsforwarden bekannten Ziel durchzuführen. Da das Netz aber immer nur aus einer lokalen Perspektive bekannt ist und verschiedene Randfälle auftreten können, gestaltet sich dieses Routingverfahren aber erheblich komplexer, als hier in Kürze angerissen. Zur Zeit sind etwa 15 BayCom-Netzknoten in Deutschland installiert, nachdem sich das System aber gerade in letzter Zeit auch in Norddeutschland größerer Beliebtheit erfreut, seien hier für den Benutzer die möglichen Kommandos und deren Bedeutung aufgeführt:

Aktuell
Gibt die neuesten Neuigkeiten aus.

Connect <call>
Verbindungsaufbau. Bekannte Digis werden automatisch hinzugefügt.
Unbekannte Wege zu Endstellen (nicht Digis) werden ggf. der MH-Liste entnommen. Außerdem ist die Angabe einer Kanalnummer möglich, um auf einem bestimmten Kanal hinauszuconnecten.

Beispiele:

	C DB0DIG	; ist durch den AUTOROUTER bekannt
	C DJ0VQ DB0DIG	; Weg zu DB0RGB ist bekannt (lt. NODES, s. dort)
oder	C DB0DIG Pirmasens	; symbolische Namen können auch verwendet werden.
	C DF3VI 2	
oder	C DC3VO C	; auf Kanal 2 (==C) connecten

C DK7UC	; ist lt. MH-Liste bekannt, Weg via DB0AAC wird automatisch eingesetzt

Wird der Befehl mit Kleinbuchstaben angegeben (z.B. c dl8mbt), so kann eine laufende Verbindung durch Eingabe von CTRL-D in einem einzelnen Paket abgebrochen werden. Außerdem erfolgt bei Trennung der Verbindung am Downlink die Meldung 'Reconnected to ...'. Bei GROSS-geschriebenem C-Befehl wird die Verbindung nur durch Disconnect getrennt und ist voll transparent (wichtig bei maschinellem Verbindungsaufbau).

CONVERS
Convers-Runden nennt man eine spezielle Betriebsform bei PR, bei der mehrere Benutzer eine Art "Gesprächsrunde" bilden. Diese connecten dazu einen Netzknoten oder eine entsprechend dafür ausgestattete Station. Nach dem Einstieg in den Convers-Modus (durch Eingabe eines entsprechenden Befehls, z.B. CONV wird jede von einem Teilnehmer eingeschriebene Zeile an alle anderen Teilnehmer ausgestrahlt. Auch wenn Conversrunden eine Frequenz stark belasten können, weil alle Pakete vervielfacht werden, bilden sie doch eine sehr schöne Ergänzung für die Kommunikativität in dieser Betriebsart.

/users	listet momentane Bentzer des Conversmode mit der Kanalnummer. --- bedeutet, daß der User nicht im Conversmode, aber im Node eingeloggt ist und per Rufzeichen angesprochen werden kann.
/quit	Conversmode verlassen.
/<x>	Auf Runde <x> wechseln. (z.B. /25)
/<call>	Nachricht an <call> absetzen. (z.B. /dk5rq)

- Auch die sonst üblichen Kommandos /who /bye /exit /channel /msg /write /send /talk funktionieren sinngemäß an den entsprechenden Stellen.
- Mit /<call> oder /<x> wird die Zielgruppe gewechselt. Gibt man dahinter eine Nachricht an (z.B. /dg3rbu das ist ein text), so wird nur diese gesendet, der momentane Modus bleibt aber erhalten.
- Einstellige Kommandos (z.B. /u) können auch ohne / (also einfach u) angegeben werden, einzelne Buchstaben werden im CONVERS nicht weitergereicht.

Vom Node aus wird der Conversmodus mittels CONVERS, MSG, TALK oder / aktiviert. Die Kommandos bewirken alle dasselbe, je nach Gewohnheit.

CPU
Hier wird die durchschnittliche und momentene Auslastung des Rechners berechnet und angezeigt. Dabei geht in die Aufstellung nur die BAYCOM-Node Software ein, einer evtl laufenden Mailbox steht der Rest der Prozessorleistung zur Verfügung.
Die Zeiten werden in Relation zur Laufzeit des Systems gesetzt. Die zweite Spalte zeigt Werte an, die in den letzten 40 Sekunden ermittelt wurden und lassen somit auf die momentene Auslastung des Rechners schließen.

CSTATUS
USERS-Liste ähnlich RMNC/FlexNet. Wird eine Kanalnummer angebeben, (z.B. CS 3) so werden nur die Verbindungen dieses Kanals ausgegeben. Die Liste zeigt zunächst die Calls an, die mit dem Knoten verbunden sind, und darunter (durch Leerzeile getrennt) die Calls, die über den Knoten verbunden sind. Die Liste ist nach den Kanalnummern geordnet.

```
   37: S5 U2 P3 DB0RGB>DL8MBT    v DB0LNA* DB0AAB*
                                    Digikette
              ^ Absender- und Zielrufzeichen auf diesem Link
            ^ Kanal-Nummer
          ^ Anzahl unbestätigter Frames auf diesem Link
        ^ Linkstatus (1=disc 2=link-setup 3=disc-request 4=FRMR
                     5=info-transfer 6=wait-Ack 7=REJ-sent)
   ^ interne QSO-Nummer
```

DESTINATIONS
gibt dem System bekannte Netzknoten aus (Befehl DESTINAT gleich NODES) Die Liste wird vom FLEXNET-kompatiblen Router ständig auf dem laufenden gehalten. Man kann also davon ausgehen, daß die aufgeführten Stationen auch tatsächlich erreichbar sind. Einträge, die laut Router rückwärts gehen, zu denen also eine Link-Schleife aufgebaut werden müßte, werden in dieser Liste NICHT dargestellt. Der automatische Verbindungsaufbau kann nur über Digipeater erfolgen, die 'via'-Digipeating ermöglichen, also RMNC, BayCom und nur in Ausnahmefällen TheNet.

D *	Listet alle Einträge, auch die rückwärtigen und die, die im Moment nicht erreichbar sind
D L(okal)	Listet nur Knoten, die im Moment mit einer Laufzeit unter 60 sec erreichbar sind
D <kanal>	Listet Knoten, die über einen bestimmten Kanal des Digipeaters geroutet werden (z.B. D 3)
D <call>	Zeigt den Weg zu <call> (siehe auch PATH)
D <subst>	Zeigt erreichbare Knoten in deren Call oder Ident <subst> vorkommt:
Bsp:	D HB9 - nur Ziele in der Schweiz D DB0 - nur Ziele in DL D BBS - nur Mailboxen D DXC - nur DX-Cluster D TCP - nur TCPIP-Server

FIND <call>
Dieses Kommando wirkt wie MHEARD zum Suchen einer Station.
Der FIND-Befehl ist nur aus Komaptibilität zu FlexNet eingebaut.
Näheres siehe MHEARD

HELP
Gibt Kurz-Befehlsliste für BAYCOM-Node aus:

HELP <befehl>	genauere Beschreibung
HELP INDEX	Stichwortliste (kleines PR-Lexikon)

Info
sendet einen ausführlichen Infotext über den Digi.

Links
Hier werden die benachbarten Digipeater angezeigt. Das jeweils angezeigte Rufzeichen wird auf dem entsprechenden Kanal hinausgeroutet. Ist keine SSID angegeben, so ist 0-15 auf diesem Link ansprechbar, bei expliziter Angabe nur eine SSID. Angegeben wird das Rufzeichen, die Antwortszeit in 1/10sec Schritten und die SCC-Kanalnummer, also die Funkstrecke, sowie ein diesem Kanal zugeordneten symbolischen Namen (Ident).

Beispiel:

```
M.NORD:DB0AAB> Links:
OE7XAR-2      29        P1 (Kufstein)
DB0LNA       ---        P2 (Landau)
DB0PV         6/7       P3 (M.Sued)
DB0MWE       52/49      P4 (M.WEST)
DB0KFB       83/94      P5 (Kaufbeuren)
DB0EIC    (336/440)     P6 (Eichstätt)
DB0UNI       24/22      P7 (Neubiberg)
```

Erklärung:
- Die einfachen Zahlen beziehen sich auf Nachbarn, die nicht das FlexNet-Routingprotokoll beherrschen. Hier wird der Link nur mit der Folge SABM -- UA getestet, was relativ ungenau ist.
- Die doppelten Werte (durch / getrennt) beziehen sich auf FlexNet-kompatible Nachbarn. Bei diesen wird die Linkstrecke durch ein 240 Byte langes Testframe gemessen. Die beiden Zahlen beziehen sich auf Hin- und Rückweg.

--- bedeutet, daß der Link im Moment nicht funktioniert
- Werte in Klammern bedeuten, daß dem System eine bessere Strecke bekannt ist, als die direkte. Sie wird also zwar vermessen, aber vom Router momentan nicht benutzt.
- Ein Minuszeichen - hinter einem Eintrag bedeutet, daß die betreffende Station zwar vermessen und angezeigt, aber nicht im Netz weitergeleitet wird.

LTasks
Listet den Status der Prozeßverwaltung. Die Ausgabe ist nur für Debuggingzwecke gedacht und in der Praxis ohne Bedeutung.

MAIL
schaltet auf die nächstgelegene Mailbox. Ist im System eine Mailbox installiert, so wird diese aufgerufen. Ansonsten wird die nächste zuständige Mailbox über den Interlink aufgerufen. Ist keine Box konfiguriert, so wird der Verbindungsaufbau nicht funktionieren.

MHEARD

MHheard	gibt gehörte Rufzeichen aus
MH	Zeigt die zuletzt am Userkanal direkt gehörten Rufzeichen
MH *	Alle Rufzeichen der letzten 30 min, ohne Pfadangabe.
MH #	Alle Einträge seit 5 Minuten, mit Pfad
MH <call>	Zeit, Pfad und SSIDs, wann <call> gehört wurde (Abk. möglich)

Durch Angabe von Px kann ein Modemkanal gewählt werden (z.B. MH P2 #) P0 ist der Benutzerkanal, andere Kanäle siehe LINKS Wird eine Zeit (in Minuten) angegeben, so erfolgt Ausgabe seit dieser Zeit, also z.B. MH P2 * 20 -> alle Einträge seit 20min von Kanal 2. Zeiten werden in HH:MM ausgegeben, wobei die Zeit gezeigt wird, die seit dem letzten empfangenen Paket vergangen ist. (Also nicht die Uhrzeit!)

MSG
Mit diesem Kommando kann man in den Conversmodus gelangen.
Syntax wie bei CONVERS

NODES
gibt dem System bekannte Netzknoten aus.
(Im BayCom-Node ist der Befehl NODES gleich DESTINATION), näheres siehe dort.
PATH <call>

zeigt Weg zu <call> (falls dem System bekannt) Der Pfad wird zunächst der NODES-Liste entnommen. Ist dort kein Eintrag vorhanden, dann wird die MH-Liste nach dem Call untersucht. Kann der Weg aus dem Zusammenhang zwischen NODES- und MH-Liste rekonstruiert werden, so wird er ausgegeben. Zunächst wird der Weg nur soweit ausgegeben, wie er dem System direkt bekannt ist.

Zusätzlich wird jedoch ein Paket ins Netz gesandt, das den gesamten Weg über den AUTOROUTER verfolgt und beim Zurückkommen den gesamten Pfad darstellt. Diese zweite Ausgabe kann jedoch eine ganze Weile dauern, weil wirklich alle dazwischenliegenden Knoten abgeklappert werden.

QUIT
Verbindung trennen (besser: einfach disconnecten)

STATUS
gibt statistische Erhebungen der Knotensoftware aus.
Möglichkeiten:

status	gibt die Statistik der letzten Stunde aus	Abk. ST
status all	gibt die Statistik seit Start der Software aus (Alle Werte werden gemittelt und auf eine Stunde bezogen)	ST A
status short	gibt nur Laufzeit und Auslastung in Kurzform an	ST S
status debug	gibt zusätzliche Debuging-Infos an für den Sysop	ST D

Die Anzeige erfolgt in folgender Reihenfolge:

Ch	: Kanalnummer, siehe auch LINKS-Liste
IntTx	: auf diesem Kanal gesendete Info-Pakete
Ack	: davon bestätigte Infopakete. Die Differenz ist verlorengegangen
%Ack	: Prozent der bestätigten im Verhältnis zu den gesendeten I-Paketen
Rout	: I-Pakete, die der Router auf diesem Kanal gesendet hat
Recv	: I-Pakete, die auf dem Kanal empfangen worden sind
Lnk	: Anzahl der Verbindungen über diesen Kanal
Max	: maximale Anzahl der Verbindungen seit dem Start der Software
RxkB/TxkB	: Anzahl der gesendeten und empfangenen Bytes auf diesem Kanal
%Tx/RX	: prozentuale Auslastung der Interlinks
Baud	: Baudrate auf diesem Kanal, auf die sich die Auslastung bezieht
Ident	: symbolischer Name des Kanals

Alle 5min sendet die Software am Benutzerzugang eine Bake aus, aus der ebenfalls folgende Informationen hervorgehen:

Links	... Anzahl der momentan eingeloggten Stationen
kB/h	... in der letzten Stunde gesendete und empfangene Kilobytes Daten
RAM used	... Momentan belegter Pufferspeicher in kByte
Runtime	... Zeit in Stunden:Minuten seit dem letzten Reset
CALL:TT	... Von allen direkten Linkpartnern die gemittelte Antwortszeit in 1/10 sec Schritten

Diese Bake dient in erster Linie dem Debugging. Außerdem kann aus ihr ohne Verbindung zum Knoten gesehen werden, wie gut/schlecht die Interlinks momentan funktionieren.

SOFTWARE
Gibt eine Beschreibung der Digipeater-Software aus (falls geladen)

TALK
Mit diesem Kommando kann man in den Conversmodus gelangen.
Syntax siehe CONVERS

USERS
zeigt Liste aller momentanen Benutzer.

'Mailbox'	Die Liste zeigt zunächst die mit der DXL-Software verbundenen Rufzeichen. Dabei wird in Klammern das Rufzeichen angegeben, unter dem die Verbindung läuft. Auch Downlink-Ports werden angegeben, solange die Verbindung noch nicht steht. Dabei steht in Klammern das Rufzeichen, das die Verbindung aufbaut.
'Update'	Der Linkdaten-Austausch mit anderen Digipeatern.
'Node'	Als nächstes folgen Einträge, die mit BAYCOM-Node verbunden sind, und keinen Downlink aufgebaut haben.
'Circuit'	Schließlich werden die geschalteten Verbindungen ausgegeben, wobei (soweit es festgestellt werden konnte) Einstiegs- und Ausstiegsdigi angegeben werden. Die Schreibweise ist entweder per Call oder symbolisch, je nach dem wie die Verbindung aufgebaut wurde.
'L.setup'	besagt, daß gerade eine Verbindung 'via' den Knoten aufgebaut wird, sich aber der Downlink-Partner noch nicht gemeldet hat.
u <kanal>	wirkt wie cs <kanal>, nur ein Funkkanal wird aufgelistet (HELP >CSTATUS<)
u u	zeigt Stationen, die nicht über sondern MIT dem Digi verbunden sind.

70-cm-FM-Baugruppen für Duplex-Digis und Phonie-Relais

Michael Bloch, DF2VO @ DB0GE, Karl-Leibrock-Str.7, 6650 Homburg (Saar) 12
Patrick Sesseler, DF3VI @ DB0FRB, Siebenbürgenstr. 26, 6650 Homburg (Saar)
Wolf-Henning Rech, DF9IC @ DB0GV, N1EOW, Pariser Gasse 2, 6103 Griesheim

1. 70-cm-FM-Technik - ein alter Hut?

Die Technik von FM-Sende-Empfängern für den 430-MHz-Bereich - zumal wenn es sich um solche mit Quarzsteuerung handelt - mag auf den ersten Blick als altbekannter und gutbeherrrschter Standard erscheinen, an dem Neuerungen weder nötig noch sinnvoll sind, und für die sowieso allenfalls geringer Bedarf besteht, bietet die Industrie doch Synthesizer-kontrollierte Transceiver in großer Auswahl als Fertiggeräte an.

Eine gewisse "Marktnische" für Quarztransceiver bieten die automatisch arbeitenden Funkstellen, sei es als Sprechfunk-(Phonie-)Umsetzer oder als Digipeater für Datenfunk. Bei ohnehin fester Sende- und Empfangsfrequenz werden hier "quarztypische" Eigenschaften wie hohe Zuverlässigkeit, einfache Modulierbarkeit von DC bis zu hohen Frequenzen und gute Kurzzeitstabilität der Frequenz geschätzt.

Neben Surplus-Geräten aus kommerzieller Produktion, die meist eines gewissen "Tuning" bedürfen, um den Ansprüchen gerecht zu werden, habe Eigenbau-Lösungen in diesem Bereich durchaus ihre Berechtigung, wenn sie modern konzipiert und damit nachbaufreundlich und funktionssicher sind.

Durch zahlreiche neue Phonie-Relais und Digipeater, insbesondere in den neuen Bundesländern, aber auch als Ersatz oder Ergänzung besteht anscheinend der Wunsch nach möglichst modular aufgebauten Komponenten für duplexgeeignete quarzgesteuerte Sender und Empfänger, für den mit den im folgenden vorgestellten Entwicklungen Lösungen angeboten werden sollen.

2. Moderne Bauelemente und neue Konzepte

Die Zeit der UHF-Empfänger mit Germaniumtransistoren zwischen schwer versilberten Leitungskreisen im arbeitsintensiven Freiluftaufbau ist ebenso vergangen wie die der Sender der gleichen Generation, bestehend aus einem VHF-Leistungsverstärker mit nachgeschaltetem Varaktorverdreifacher.

Platinentechnik ist angesagt, für den Funkamateur vorläufig noch in vorzugsweise konventioneller Bestückung ohne allzuviele SMDs, und dafür geeignete Bauelemente sind erhältlich: Stripline-Transistoren, Helixfilter, Leistungsverstärker-Module, SMD-Komponenten an HF-kritischen Stellen.

Oszillatoren und Mischer für das 70-cm-Band gibt es mittlerweile als integrierte Schaltung, und die 1. ZF kann bei verhältnismäßig hohen Frequenzen (im VHF-Bereich) liegen, um eine gute Spiegelfrequenzunterdrückung zu gewährleisten, und dennoch mit einem Quarzfilter bestückt sein.

S-Meter-Signale mit weitem Dynamikbereich stehen an modernen FM-ZF-Verstärkern immer zur Verfügung [1], und ZF-Filter im 455-kHz-Bereich sind bei sonst gleicher Beschaltung mit Optimierung entweder für Sprach- oder Datensignale erhältlich.

Preiswerte moderne Breitbandtransistoren erlauben niedrige Rauschzahlen ohne Abgleich zusammen mit der für Duplexbetrieb nötigen Großsignalverträglichkeit und Stabilität ebenso wie den Aufbau von Sendeverstärkern ohne Abstimmelemente.

Im konzeptionellen Bereich sind es eher die Details, die erwähnenswert sind: beim Empfänger eine schnelle modulationsunabhängige DCD für Datenfunk und ein ausgeklügeltes NF-Interface für Phonie-Anwendungen, beim Steuersender getrennte Modulationseingänge für Sprechfunk oder AFSK einerseits und FSK andererseits.

3. Der Empfänger

Bild 1 und 2 zeigen das Schaltbild des Empfangsmoduls. Das Konzept ist ein Doppelsuperhet mit Zwischenfrequenzen von 45 MHz und 455 kHz, die LO-Frequenzaufbereitung ist quarzbestückt mit nachfolgender Frequenzvervielfachung.

Der Schwingquarz arbeitet im dritten Oberton bei ca. 64 MHz in Clapp-Guriett-Schaltung [1][2], die allzustarken Einfluß der Rückkopplungsschaltung auf die Frequenz vermeidet, so daß der Quarz alleine die Frequenzstabilität bestimmt. Durch die symmetrische Auslegung des Oszillators und des in IC1 unmittelbar folgenden Quadrierers steht an Pin 2 bereits ohne Selektion die doppelte Frequenz mit gutem Nebenwellenabstand zur Verfügung. T3 verdreifacht diese Frequenz noch einmal, und ein zweikreisiges Helixfilter sorgt für ein sauberes Spektrum.

IC 2 enthält einen Mischer bis 470 MHz, einen ZF-Verstärker und einen Oszillator, der hier nur als Verstärker beschaltet ist. Da die Nennanwendung (TV-Tuner) hohe Signalpegel bietet, sind die Stufen durchweg mit hohem Strom und für gutes Großsignalverhalten

[1] Diese Signale werden jedoch bei industriell gefertigten Geräten entweder nicht genutzt oder wenn, dann nur mit stark eingeschränkter Dynamik, wohl, weil sich der durchschnittliche Käufer daran gewöhnt hat, daß sein "S-Meter" bei nur mäßig starken Signalen völlig fälschlich Maximalanzeige liefert, und ein anderes Verhalten vermutlich für einen Defekt oder Mangel des Gerätes halten würde...

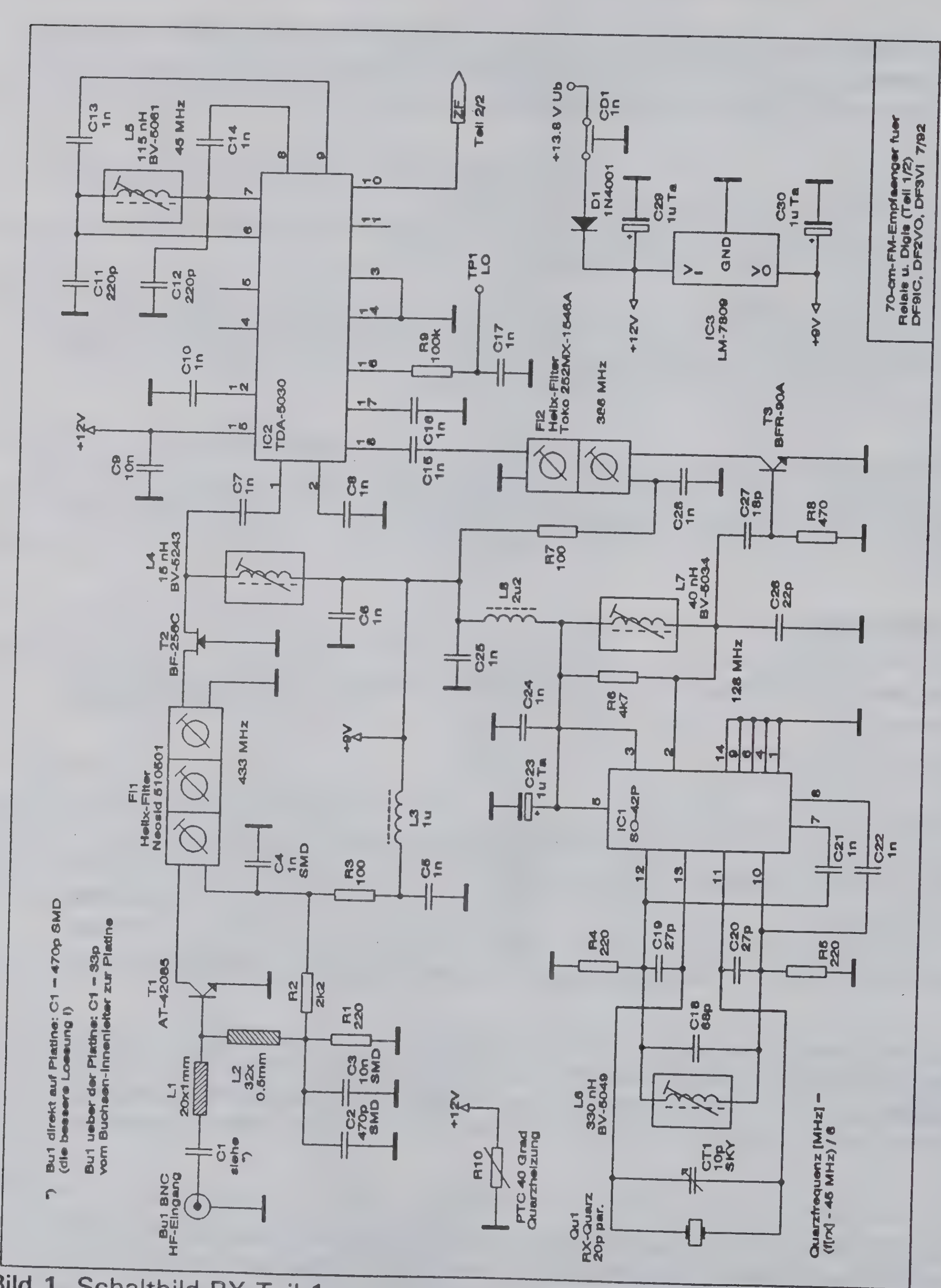


Bild 1 Schaltbild RX Teil 1

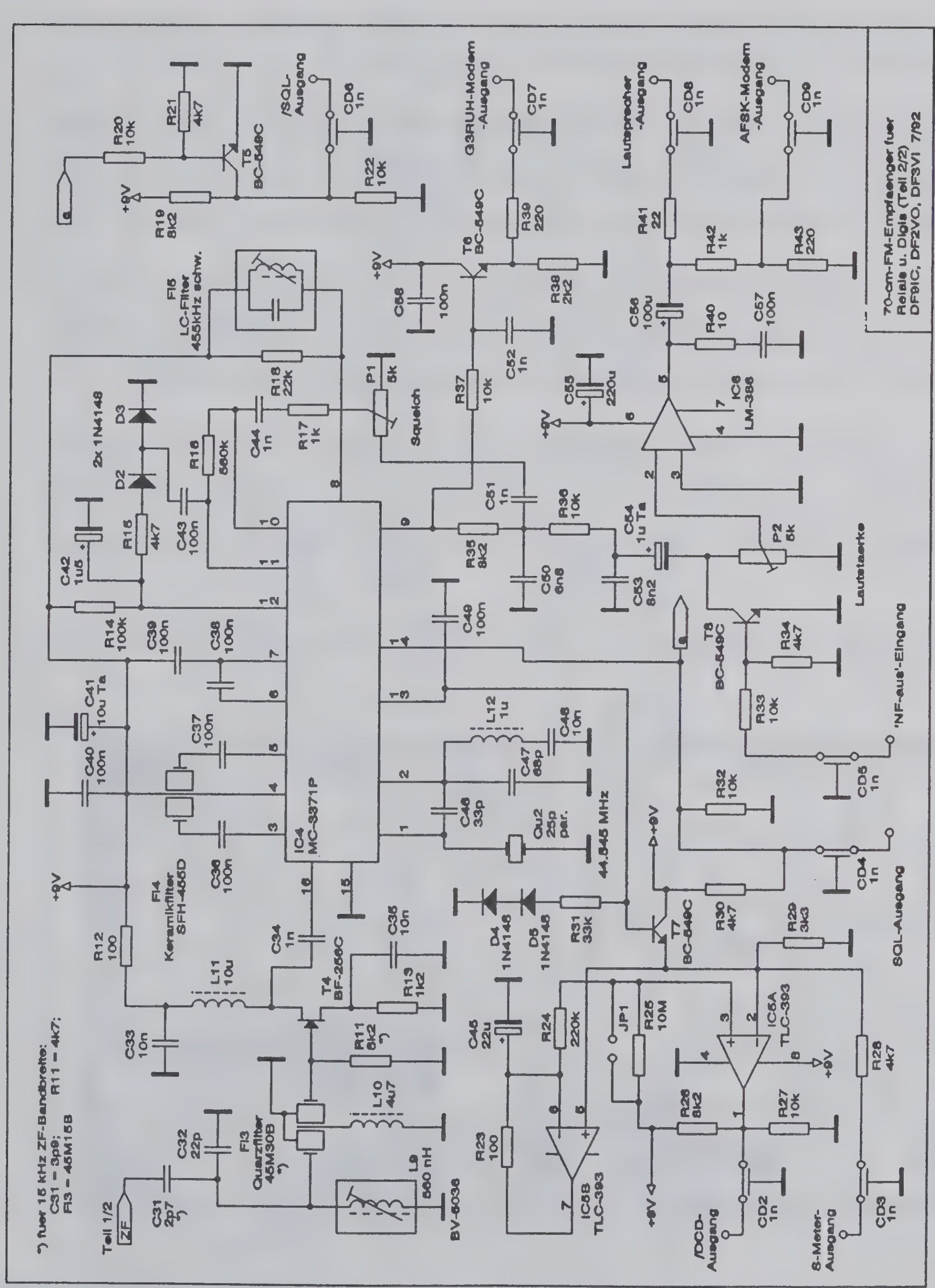


Bild 2 Schaltbild RX Teil 2

ausgelegt - im Gegensatz zu anderen, für Pager oder schnurlose Telefone ausgelegten ICs, die man in ähnlichen Empfängerschaltungen zunehmend findet.

Der Vorverstärker ist mit einem Bipolartransistor aufgebaut (ähnlich [3]) und erreicht eine gute Empfindlichkeit ohne Abgleich der geprinteten Eingangsschaltung. Nach dem dreikreisigen Helixfilter, welches eine gute Unterdrückung der Spiegelfrequenz garantiert, folgt noch eine FET-Pufferstufe zur Impedanzanpassung an den hochohmigeren Eingang von IC2.

Vor dem in IC2 integrierten ersten ZF-Verstärker folgt bereits ein Selektionskreis bei der ZF von 45 MHz, um bei einer Duplexanwendung das Sendesignal zu dämpfen. Das 4-polige Quarzfilter hat dann bereits fast Nennbandbreite. Dessen hochohmige Impedanz von 5 bzw. 8 kOhm erfordert eine zusätzliche Anpaßstufe vor dem integrierten ZF-Verstärker.

Hier ist das 6-polige Keramikfilter erwähnenswert, das in verschiedenen Bandbreiten und auf Sprechfunk- (Typ CFW455...) oder Datenfunk- (Typ SFH455...) Anwendungen optimiert zur Verfügung steht, bei gleicher Impedanz und gleichen Abmessungen. Ausgangssignale sind demodulierte NF an Pin 9 und RSSI (received signal strength indicator = S-Meter) an Pin 13.

Diese werden je nach Anwendung weiterverarbeitet, zahlreiche Ein- und Ausgänge ermöglichen die individuelle Anpassung in das gewünschte Umfeld.

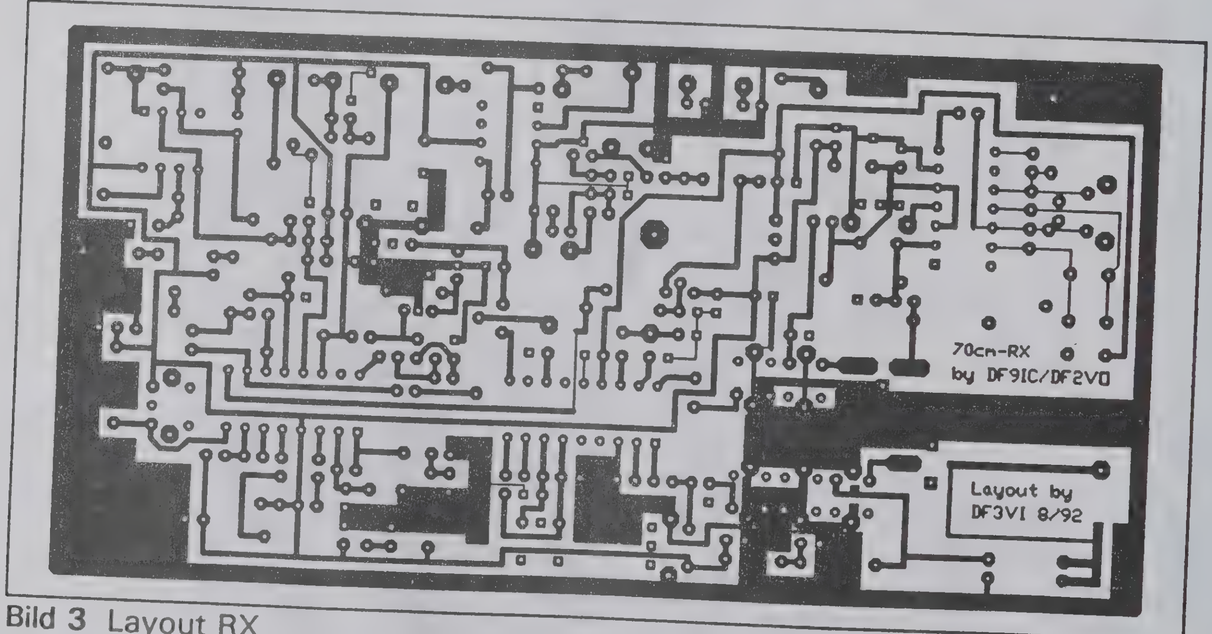


Bild 3 Layout RX

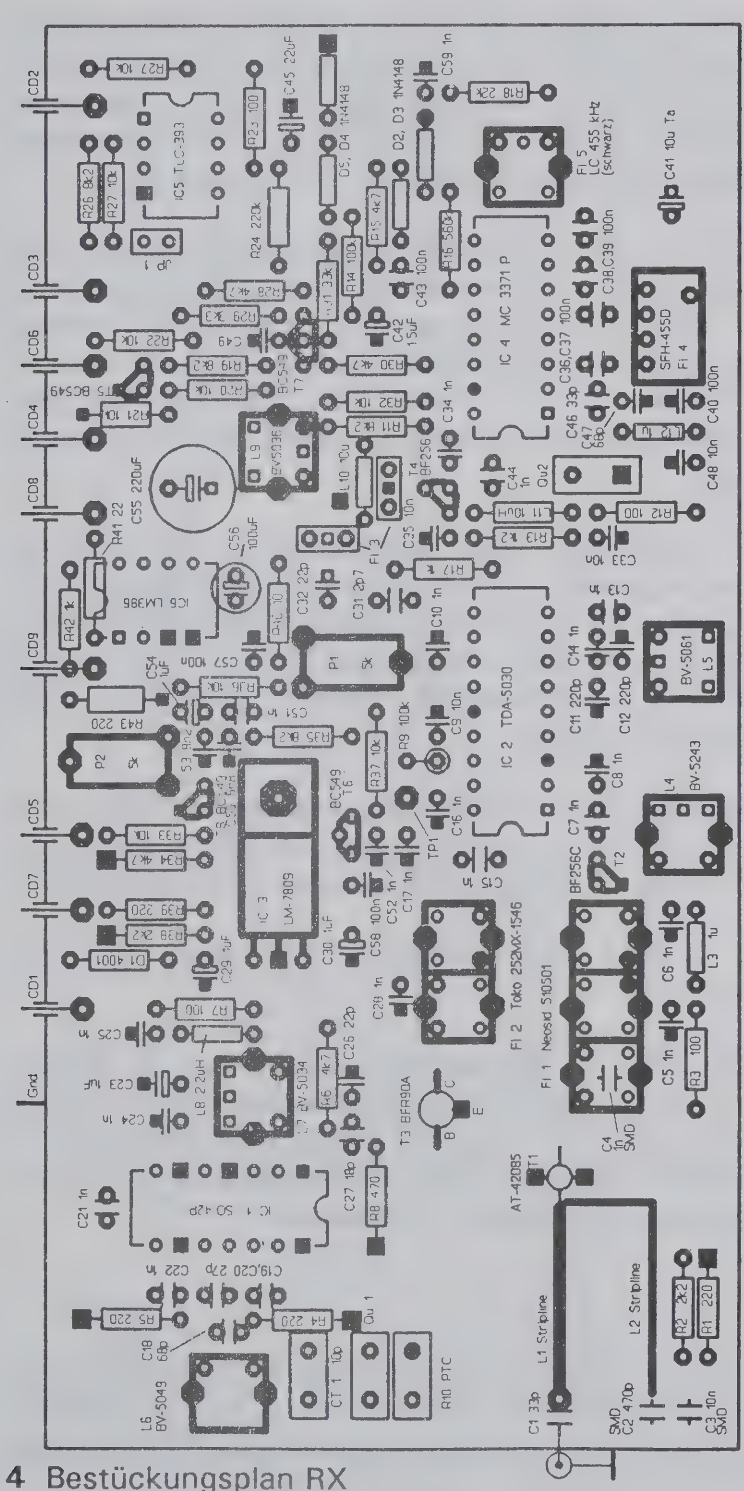


Bild 4 Bestückungsplan RX

Ein im wesentlichen ungefilterter NF-Ausgang eignet sich zum Anschluß eines FSK-Modems und ermöglicht so die Datenübertragung mit 9600 oder 19200 Baud. Ein zweiter NF-Ausgang hinter einem Kleinleistungs-NF-Verstärker mit vorgeschaltetem Tiefpaßfilter kann einen Mithörlautsprecher treiben, dieses Signal steht auch für AFSK- oder Phonieanwendungen zum Modem oder Sender mit niedrigerem Pegel an einem dritten NF-Ausgang an.

Eine konventionelle Rauschsperre (mit Auswertung des hochfrequenten Rauschanteils) ist unter Benutzung von Schaltungsteilen in IC4 realisiert und liefert Mute-Steuersignale in beiden Polaritäten. Die eigentliche Stummschaltung ist getrennt aufgebaut und arbeitet knackfrei. Um am Lautsprecherausgang das übliche Rauschsperren-Verhalten beobachten zu können, muß deshalb "/SQL" mit "NF-aus" gebrückt werden, statt dessen kann aber dort auch eine geeignete (intelligente) Relaissteuerung eingeschleift werden, um etwa Tonruf, Steurungstöne o. ä. zu unterdrücken.

Neuartig ist die Schaltung um IC5, die das RSSI-Signal weiterverarbeitet und daraus ein DCD-Signal für Datenfunkanwendungen generiert, das weniger als 5 ms Ansprechzeit hat. Dabei wird vorausgessetzt, daß nur Signalbursts und keine zig Sekunden langen Dauersignale auftreten, und die Schaltung braucht nach dem Anlegen der Versorgungsspannung einige Zeit (in der Größenordnung einer Minute), um zu funktionieren - wem das zu lange geht, der kann durch Brücken von JP1 die Schaltung rücksetzen.

Dafür funktioniert diese Auswertung sicher, auch schon bei stark verrauschten Signalen und unabhängig von der verwendeten Modulation. Sie eignet sich daher z.B. besonders gut, um im Duplex-Digi den Sender zu tasten und den Mitbenutzern Kanalbelegung zu signalisieren.

Ein gepufferter S-Meter-Ausgang ist auch noch vorhanden, dort könnte z.B. ein Meßinstrument angeschlossen werden.

Die Wahl der Bandbreite der ZF-Filter hängt von der gewünschten Anwendung ab. Das 45-MHz-Filter ist erhältlich mit 15, 20 oder 30 kHz, das 455-kHz-Filter mit 15, 20, 25 und 30 kHz. Für Datenfunkanwendungen ist eine Wahl mit etwas größerer Bandbreite des 45-MHz-Filters empfehlenswert, da dieses nicht gruppenlaufzeitoptimiert erhältlich ist. Insofern sind die Eintragungen in den Schaltplan nur als Beispiele zu verstehen.

4. Der Steuersender

Der HF-Teil (Bild 6) des Steuersenders ist ähnlich zu [4] aufgebaut, erfordert aber wenig mechanische Arbeiten und fast keinen Abgleich. T2 bildet einen VCO bei der gewünschten Endfrequenz, frequenzbestimmende Bauteile sind ein Stück Semirigid-Kabel und verschiedene Kreis-Cs. T3 wirkt als Pufferstufe mit guter Isolation, T4 und T5 verstärken das Ausgangssignal auf über 100 mW.

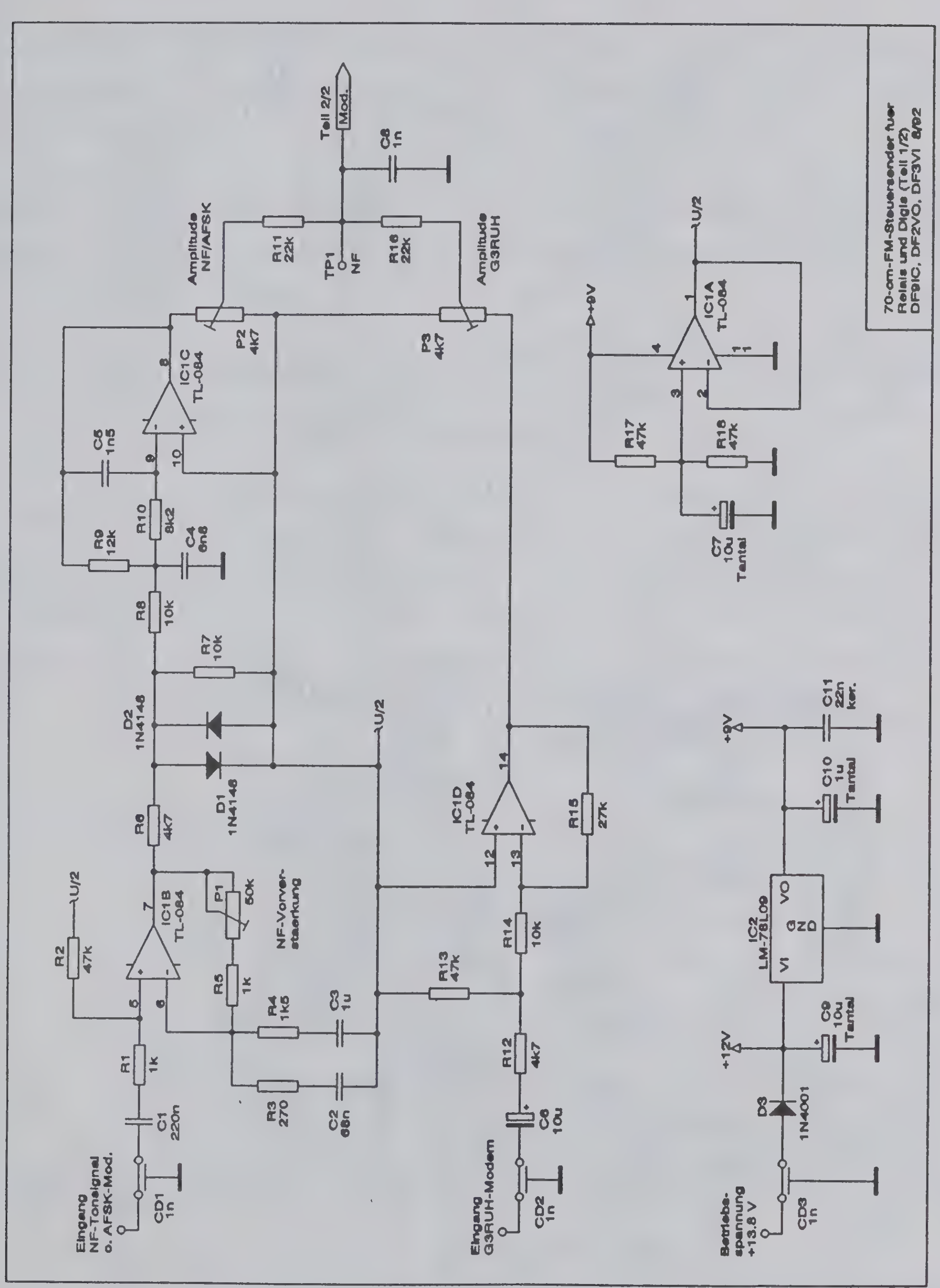


Bild 5 Schaltbild TX Teil 1

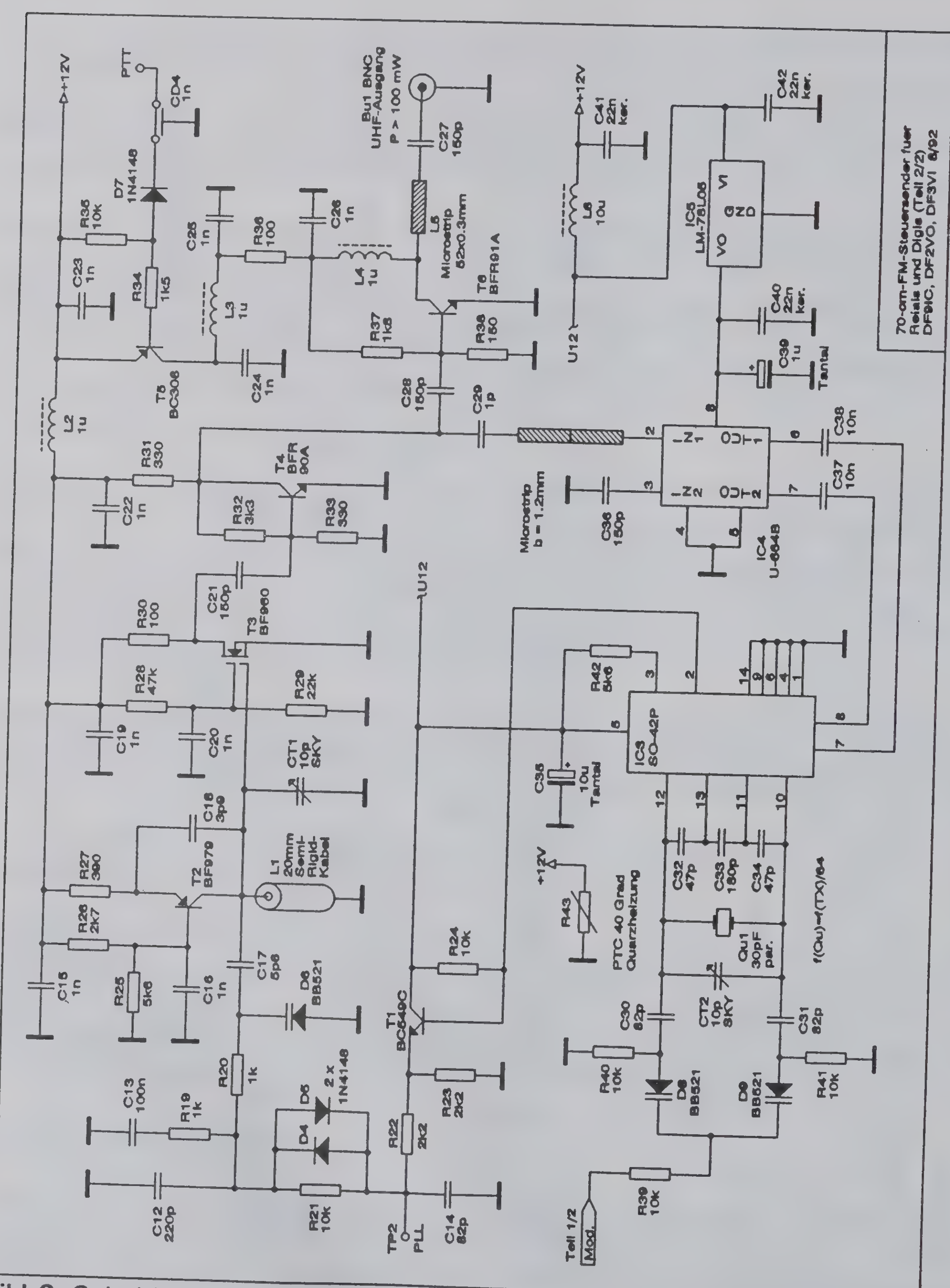


Bild 6 Schaltbild TX Teil 2

IC3 arbeitet als Quarzoszillator bei knapp 7 MHz und als Multiplizierer. Das in IC4 (einsetzbar sind dafür auch andere, modernere Typen) durch 64 geteilte Signal wird mit dem Quarzoszillator phasenverglichen und über ein diskret aufgebautes Tiefpaßfilter auf den VCO zurückgekoppelt. So ensteht eine sehr schnell arbeitende PLL-Schleife.

Moduliert wird der Quarzoszillator, Modulationsfrequenzen bis über 10 kHz übertragen sich über die PLL unverzerrt auf den VCO. Die Aufbereitung des Modulationssignals (Bild 5) erfolgt getrennt für Phonie/AFSK mit Preemphasis und Hubbegrenzung (D1/2) und für FSK mit linearer Übertragung.

Die Ausgangsstufe wird PTT-getastet, allerdings ist die Unterdrückung des Sendesignals im "Aus"-Zustand nicht sehr hoch, weshalb der Tasteingang des folgenden Leistungsverstärkers unbedingt mitbenutzt werden muß. Ebenso eignet sich dieser Sender wegen des durchlaufenden Oszillators natürlich nicht für Simplexkonzepte - siehe Titel.

Abgeglichen werden muß lediglich die VCO-Frequenz und die Frequenz des Quarzoszillators, alle anderen HF-Stufen sind breitbandig aufgebaut. Da auf ein Oberwellenfilter verzichtet wurde, darf der Steuersender so alleine nicht an einer Antenne betrieben werden; im Gesamtsystem sitzt das Oberwellenfilter nämlich in der Leistungsverstärkerbaugruppe.

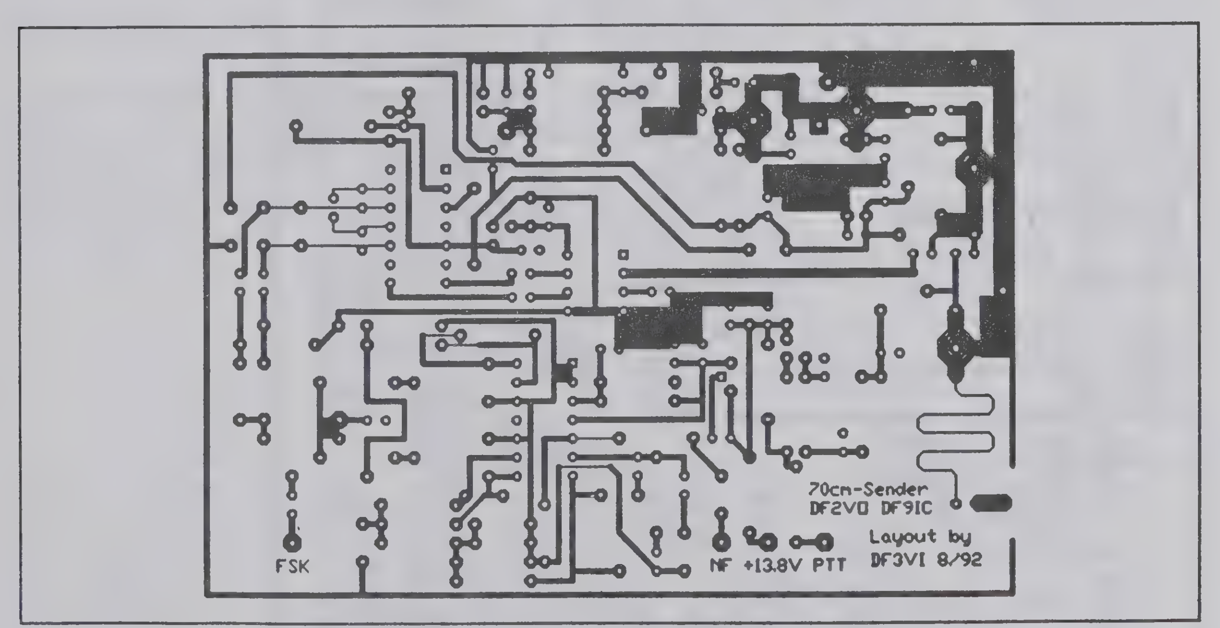


Bild 7 Layout TX

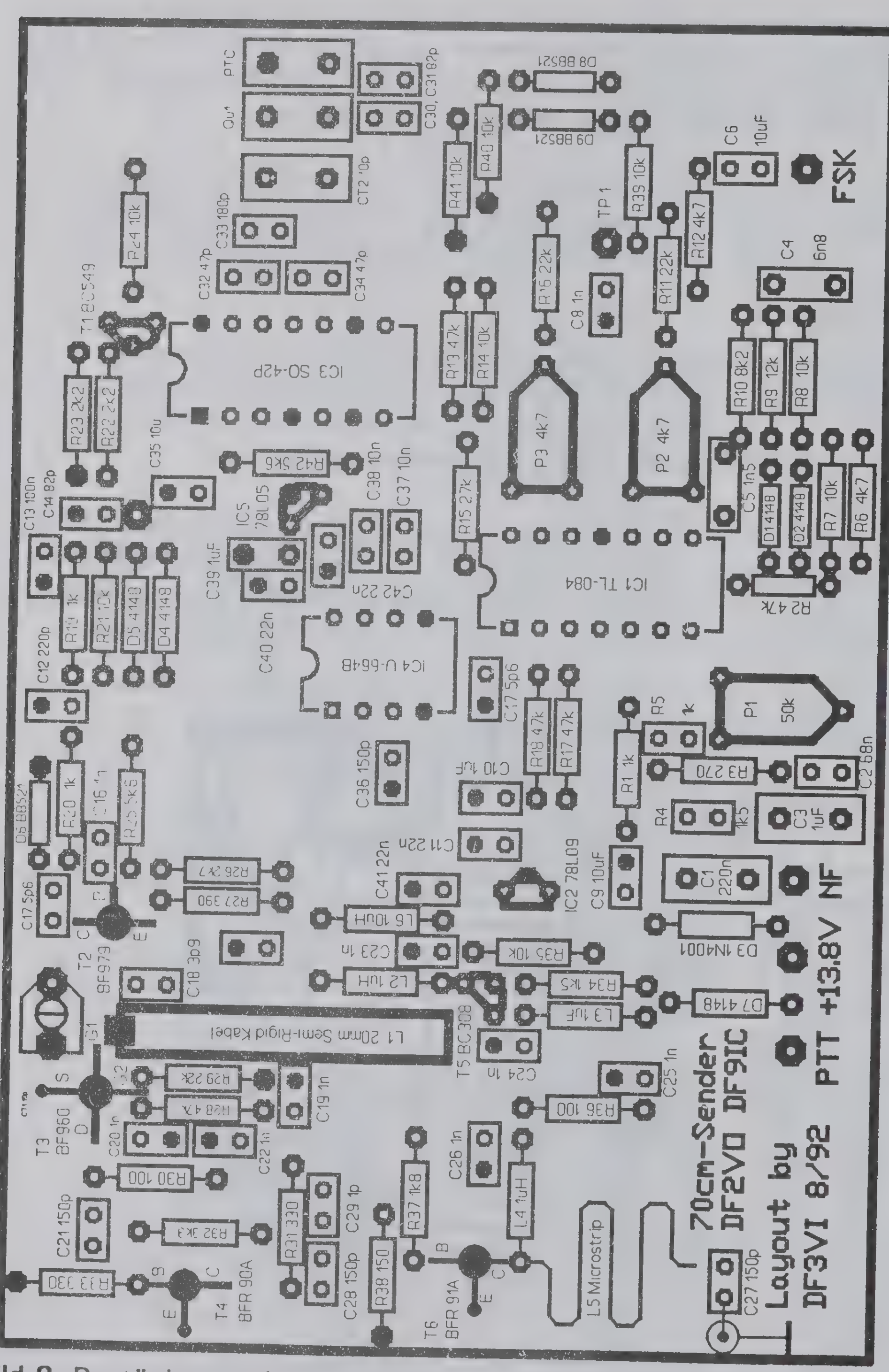


Bild 8 Bestückungsplan TX

5. Der Leistungsverstärker

Kern der in Bild 9 gezeigten Schaltung ist ein Leistungsverstärkermodul, wie es von verschiedenen europäischen, amerikanischen und japanischen Herstellern in zahlreichen Varianten angeboten wird. Oft sind solche Module auch preisgünstig "Second-hand" erhältlich und nahezu durchweg geeignet, sofern die vorhandene Steuerleistung von 100 mW ausreicht.

Zusätzlich notwendig ist dann nur noch eine Tastschaltung und ein Oberwellenfilter am Ausgang. Um die Baugruppe auch außerhalb der hier beschriebenen Duplex-Konfiguration in anderen Systemen einsetzen zu könenn, wurde aber außerdem noch eine Pin-Dioden-Sende-Empfangs-Umschaltung integriert. Sie arbeitet mit preiswerten Tuner-Umschaltdioden aus der Fernsehtechnik und hat sich für Leistungen von 20 W dennoch bewährt.

Für die eigentliche Anwendung im Duplex-System ist die Umschalteinheit natürlich nicht erforderlich, dafür können die zugehörigen Bauteile unbestückt bleiben.

Wie bei allen Leistungsverstärkern ist auf gute Kühlung zu achten, zumal die Hybridmodule meist einen schlechten Wirkungsgrad besitzen. Bei der Dimensionierung des Kühlkörpers sollte man bedenken, daß eine Duplexbaugruppe eine Einschaltdauer nahe 100% hat, und nicht zu sparsam sein.

Die Verwendung von Wärmeleitpaste zwischen Kühlkörper und Modul kann nur empfohlen werden, wenn das Modul zusätzlich Masseanschlüsse besitzt, so wie das im Schaltbild eingetragene. Führt dagegen die HF- und DC-Masse über den Kühlflansch, ist sie auch entsprechend zu behandeln und auf den kürzesten Weg mit der Platinenmasse zu verbinden; Wärmeleitpaste ist dazu ungeeignet.

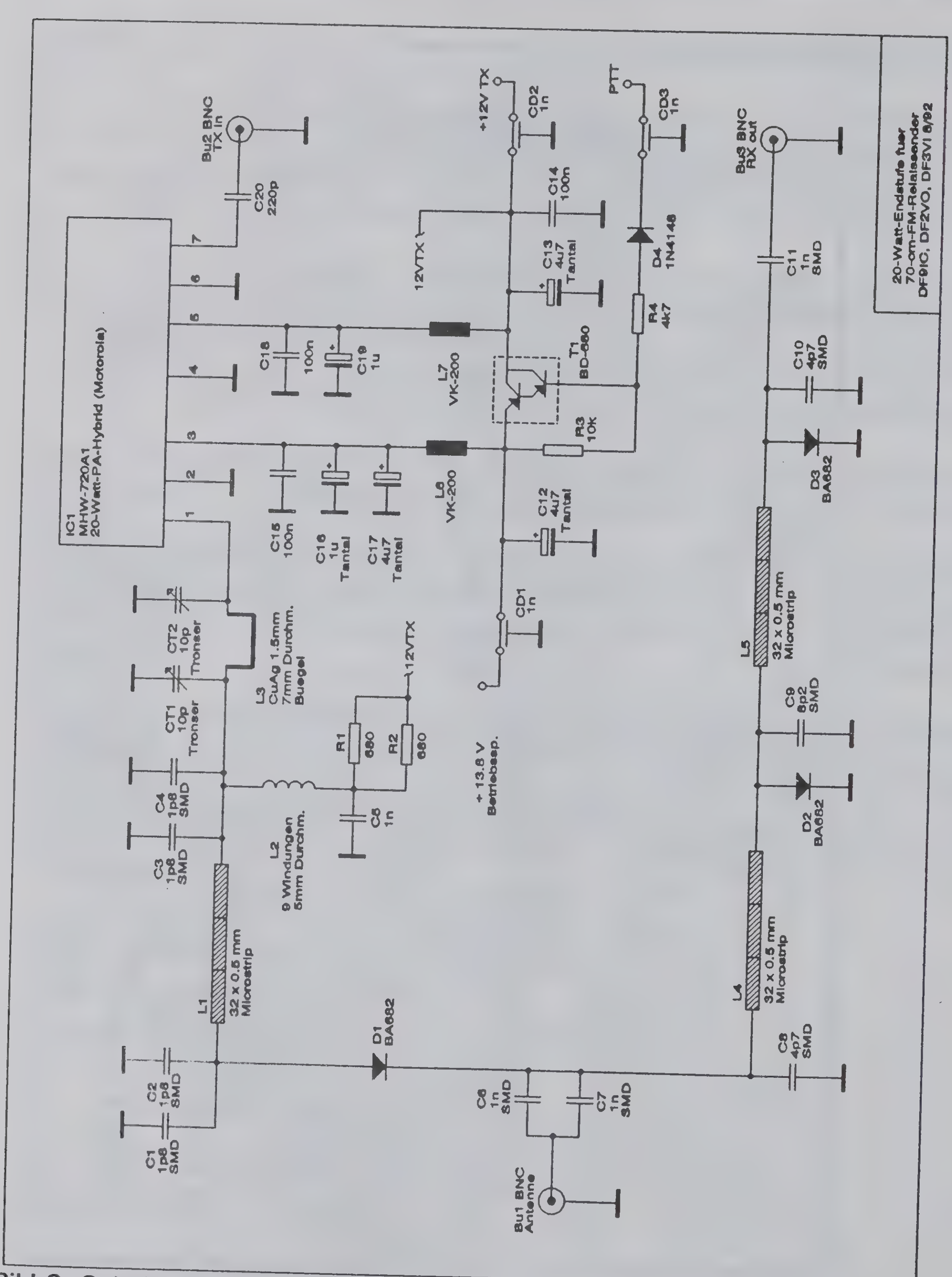


Bild 9 Schaltbild PA

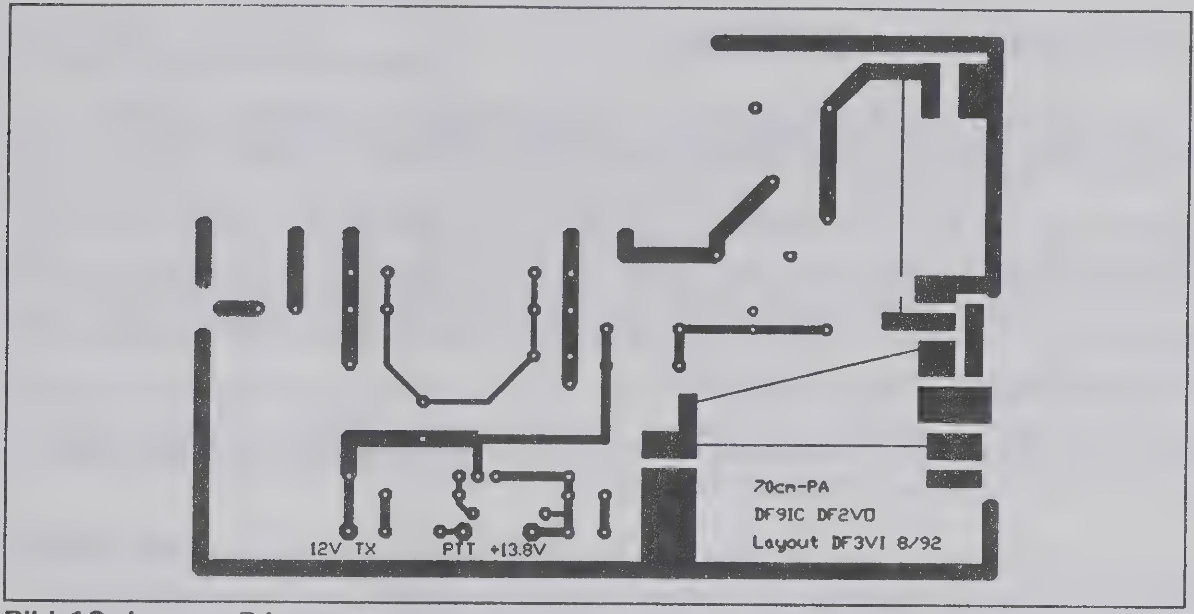


Bild 10 Layout PA

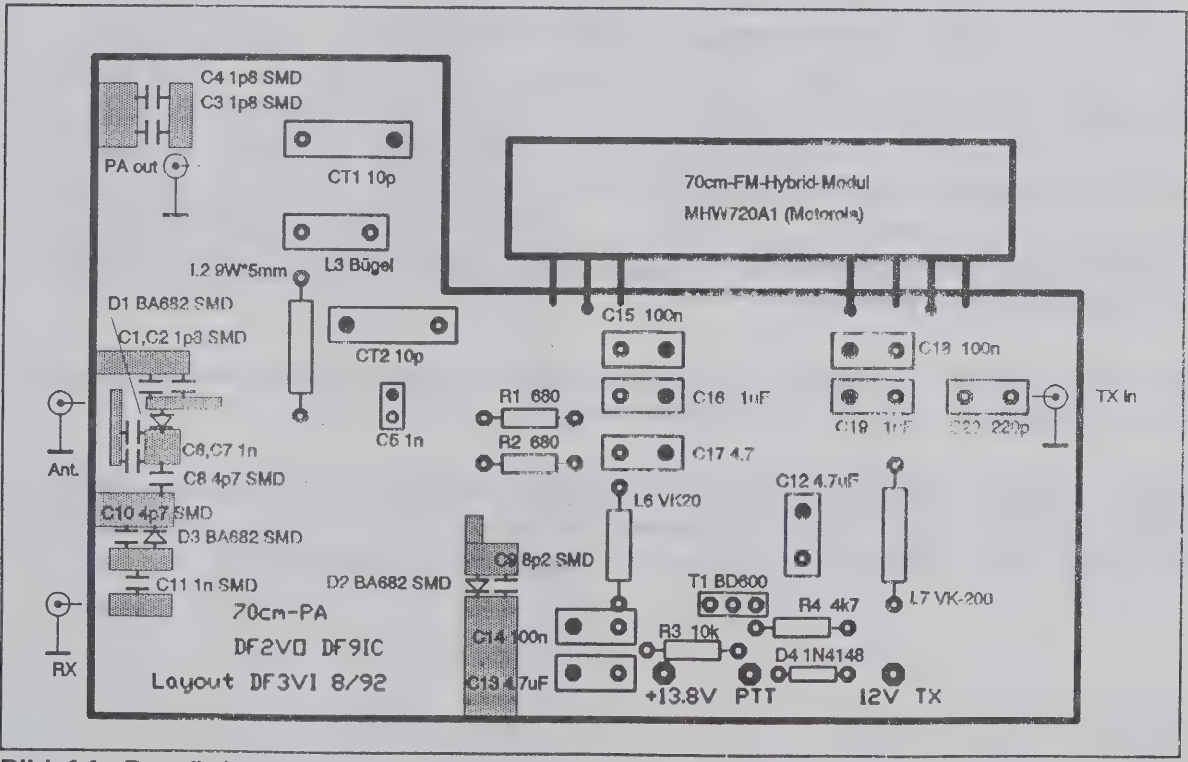


Bild 11 Bestückungsplan PA

6. Die Integration zum System

Hierfür wird neben den drei beschriebenen Baugruppen noch ein Duplexer und eine Ansteuerschaltung, entweder eine Relaissteuerung oder ein PR-Knotenrechner benötigt.

Duplexer sind auf dem Surplus-Markt immer wieder in ausreichender Qualität erhältlich, meist mit Einfügungsdämpfungen von 1...2 dB und 70...90 dB Isolation. Der Abgleich wird am besten an einem geeigneten Meßplatz von einem hinreichend kundigen Bediener vorgenommen und so belassen, Verschlimmbesserungen vor Ort bei Installation oder Reparatur von Relais/Digi sind meist nicht vorteilhaft.

Ebenso gibt es natürlich professionelle Anbieter von neuen Duplexern, der Preis dafür ist zwar nicht niedrig, aber notfalls aufzubringen.

Für alle Verbindungen zwischen den Baugruppen ist doppelt abgeschirmtes Koaxkabel obligatorisch, um Übersprechen auf diesem Wege zu vermeiden. Die 5 mm dicke Version heißt RG 223 und ist im Fachhandel erhältlich. Der deutlich höhere Preis spielt angesichts der kurzen Längen keine Rolle.

Für die Relaissteuerung soll ein Hinweis auf eine besonders gut geeignete Baugruppe gegeben werden, deren Vorläufer in [5] beschrieben ist und die sehr einfach an das hier vorgestellte Konzept paßt. Sie bietet neben minimaler Baugröße und niedriger Stromaufnahme zahlreiche Features wie Fernsteuerbarkeit durch DTMF, über 80 Befehle, Parametrierbarkeit per Fernwirken oder in ein EEPROM vom PC her, flexible Verwaltung aller Zeiten, langes und kurzes Rufzeichen, Bakenfunktion, offene Rauschsperre, intelligente Rauschsperrensteruerung mit raschem Abfall bei lautem Signal und Verzögerung bei Flutter-Fading und zahlreiche andere Merkmale.

Weitere Informationen, Einzelteile und Platinen dieser Relaissteuerung sind bei DJØVL (Jean Thilges, Schlesierstr. 26, 7500 Karlsruhe 41) erhältlich.

Die Digi-Anwender schließlich können auf vielfältige Beschreibungen von Modems, Knotenrechnern und Hilfsbaugruppen zurückgreifen, die hier nicht alle genannt werden sollen. Davon hängt auch die genaue Verschaltung der Baugruppen untereinander ab.

7. Nachbau und Support

Die beschriebenen Baugruppen wurden von den Autoren gemeinsam entwickelt, die UHF-Schaltungsteile zum größten Teil von DF9IC, alle anderen Schaltungen von DF2VO. Die Layouts ebenso wie große Teile der Dokumentation stammen von DF3VI.

Die nichtgewerbliche Nutzung für Zwecke des Amateurfunks ist jedermann gestattet, jede andere Art der Nutzung bedarf der vorherigen Genehmigung durch die Autoren.

Für Fragen und Probleme stehen wir gerne zur Verfügung: soweit sie den Empfänger betreffen, diese bitte an DF9IC, sonst an DF2VO richten. Die Erstellung von Bausätzen ist bei genügendem Interesse beabsichtigt.

8. Literatur

[1] Rech, W.-H., DF9IC: 47-GHz-SSB - Komponenten und Baugruppen. Skriptum der 12. GHz-Tagung Dorsten 1989, 23-53.

[2] Neubig, Bernd, DK1AG: Entwurf von hochstabilen Quarzoszillatoren für höhere Frequenzen unter modernen, professionellen Gesichtspunkten. UKW-Berichte 2/90, 97-104.

[3] Rech, W.-H., DF9IC: Stabiler und rauscharmer 70-cm-Vorverstärker ohne Abgleich. ADACOM-Magazin 1/1991, 4-7.

[4] Rech, W.-H., DF9IC: DER Interlink-TRX. Vortrag beim 4. Internationalen Packet-Radio-Treffen Frankfurt/Main 1988.

[5] Rech, W.-H., DF9IC, Thilges, Jean, DJ0VL: Kompakt aufgebaute FM-Relaisfunkstelle für das 23-cm-Band. Skriptum der VHF-UHF-Tagung München 1990, 96-109.



Yagi Simulation: CAD-Software für Evaluation and Entwicklung

Rainer Bertelsmeier, DJ9BV[1]
Günter Hoch, DL6WU[2]

Kurzfassung: Nach einer Einführung in die elektrodynamischen Grundlagen von Yagis folgt eine Übersicht über die Verfahren, auf Rechnern die elektrischen Eigenschaften von Yagi's (Richtdiagramm, Gewinn , Impedanz) zu berechnen. Diese werden mit ihren zugrundeliegenden Annahmen und Einschränkungen gewürdigt. Eine Vorstellung der heute verfügbaren Programme auf PC's und Großrechnern schließt die Simulationsprogramme RADICAL, MININEC, MN, YO, NEC-II PC, NEC-II, YAGIANALYSIS, YAGIMAX, ELNEC und YAGINEC ein. Daraus ergeben sich ein Leistungsbild der Programme und Hinweise auf Problembereiche der Simulation, die durch die Anwendung von Näherungsverfahren und Vereinfachungen begründet sind. Eine anschließende Fallstudie umfaßt die Anwendung aller Simulationsprogramme auf fünf ausgesuchte Testantennen und den qualitativen Vergleich zwischen realen Messdaten und den Simulationsergebnissen. Damit werden Stärken und Schwächen der verschiedenen Programme sichtbar.

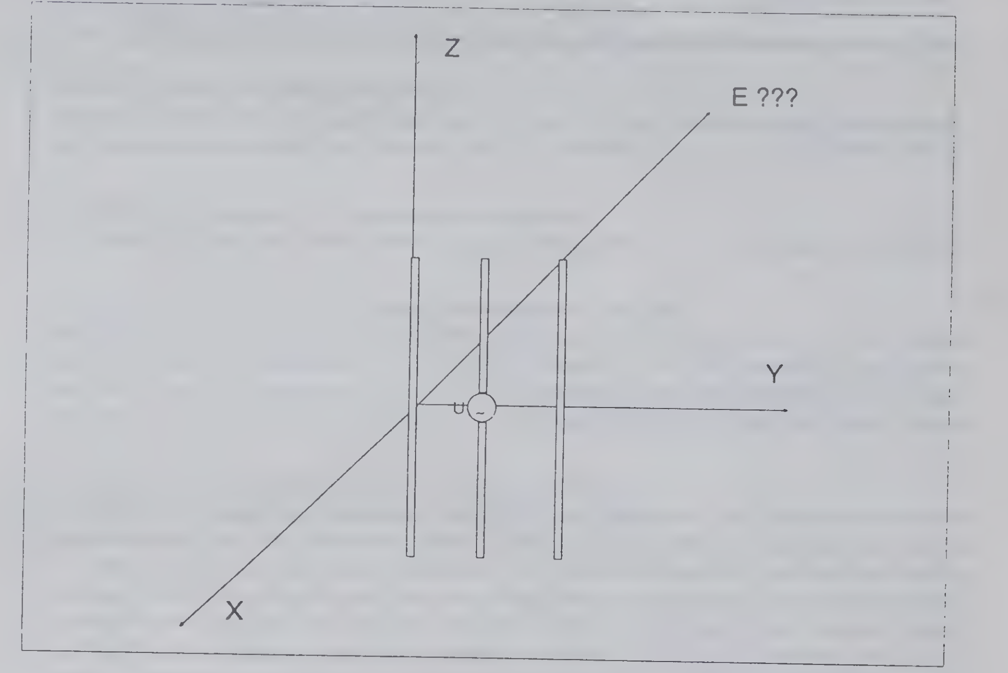
1. Einführung

Jahrelang war die Bestimmung der Antennenleistungsdaten (Diagramm, Gewinn und Wirkungsgrad) von Yagis, eine bei Amateuranwendungen besonders beliebte Antennenform, nur unter großen meßtechnischen Schwierigkeiten möglich. Welch große Meßfehler auftreten können, zeigen der Vergleich der Ergebnisse der jährlichen Antennenmessungen auf Amateurtagungen in den USA, sowie die Ergebnisse von hiesigen Messungen. (DL1BU, DL6WU, Anaboda). Wegen dieser Diskrepanzen waren die Leistungswerte von Yagis immer ein starker Punkt der Diskussion unter Amateuren und auch Glauben in Form von 'Wunderantennen' war nicht selten im Spiele.

In den 70-iger Jahren wurden für kommerzielle Zwecke Antennensimulationsprogramme entwickelt, die zunächst auf Großrechnern und für Forschungszwecke angewendet wurden. Mitte der 80-er wurden diese Programme in einfacher Form für PC's verfügbar gemacht und damit auch für Amateure anwendbar.

Da die Leistungsfähigkeit dieser Simulationsprogramme sehr unterschiedlich und auch für den normalen Amateur kaum beurteilbar ist, soll dieser Artikel eine Übersicht über die verfügbaren Programme geben und diese gegeneinander und gegen Standards bewerten.

1 Gluecksburger Str. 20, D-2000 Hamburg 50
2 Gersprenzweg 24, D-6100 Darmstadt



Bild/Figure 1: Fragestellung. Simulation einer Yagi

2. Funktion von Antennen-Simulationsverfahren

2.1 Elektrodynamische Grundlagen

Was ist eine Antenne?

John D. Kraus sagt[1]:

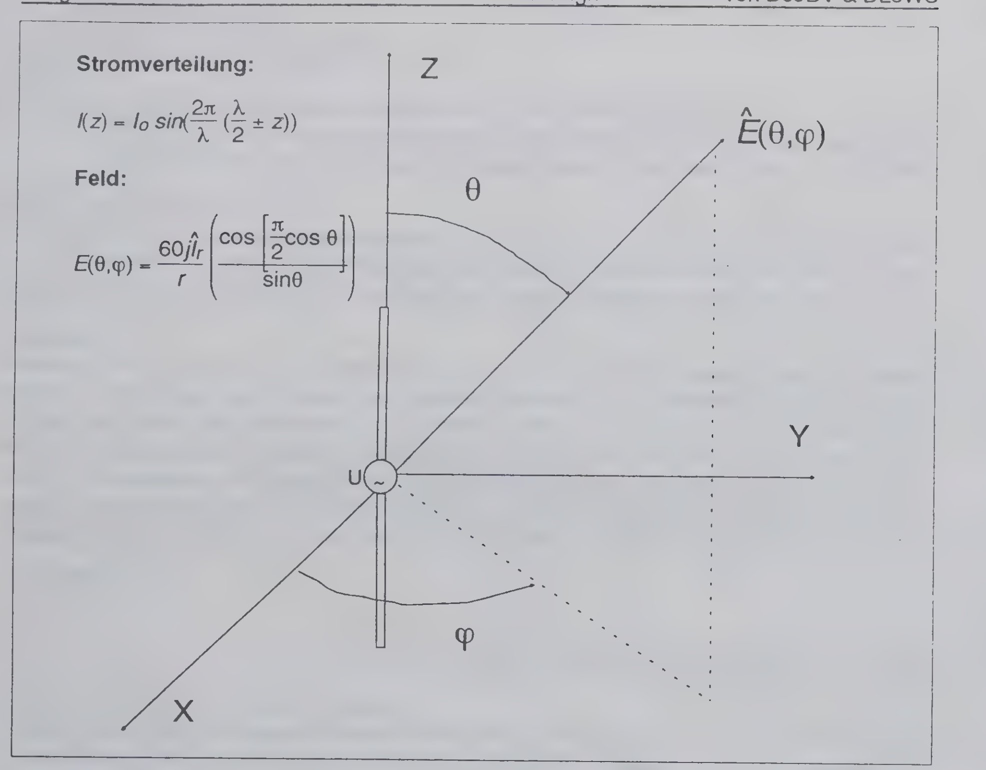
Def.: Eine Antenne ist ein Gerät, das elektromagnetische Wellen aus einem Wellenleiter in elektromagnetische Wellen im freien Raum überführt und umgekehrt.

Wellenleiter sind z.B. Koaxialkabel, symmetrische Leitungen oder Hohlleiter, kurzum alle Transportwege für elektromagnetische Energie, die nicht strahlen. Auf der anderen Seite ist dann das elektromagnetische Feld im freien Raum zu betrachten, das durch Felder, Strahlungsdiagramme (Intensitätsverteilungen) usw. gekennzeichnet ist.

Antenne sind in diesem Sinn Sensoren/Aktuatoren für elektromagnetische Wellen. Sie strahlen diese ab oder empfangen sie.

HF-Leitungen sind dann Wellenleiter ohne Strahlung. Resonatoren speichern HF-Energie.

1 *John D. Kraus, "Antennas", McGraw Hill, New York 1988*



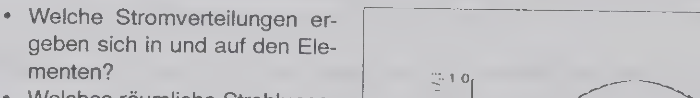
Bild/Figure 2: Halbwellen-Dipol

Im folgenden beschränken wir uns auf spezielle Antennen, nämlich Yagi's. Yagi-Antennen sind lineare Arrays von strahlungsgekoppelten Elementen, die hauptsächlich als zylindrische, verkürzte Halbwellendipole ausgebildet sind.

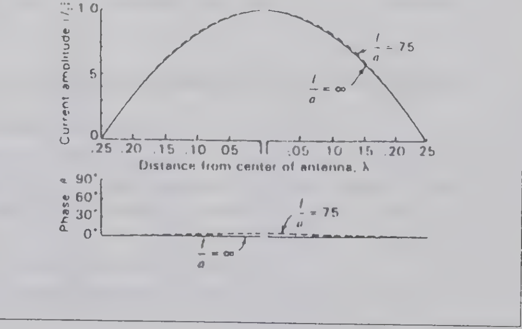
Um das elektromagnetische Feld einer Yagi zu berechnen, ist das Bild des Wellenleiters wenig hilfreich.In Kapitel 4 "Wirkungsweise von Yagi Antennen" wird auf das Wellenleiterbild wieder Bezug genommen. An dieser Stelle ist es sinnvoll, sich eine Yagi als linear angeordnetes Array von zylindrischen Stäben vorzustellen, auf denen zeitlich veränderliche Ladungsverteilungen existieren bzw. in denen Ströme fließen. Diese werden von der speisenden HF-Spannung U mittels eines ausgezeichneten Elementes, dem Speiseelement, induziert. Kennt man die Strom- und Ladungsverteilungen auf allen Stäben, kann man daraus das Vektorpotential für die Ströme bzw. das Skalarpotential für die Ladungsverteilungen aufstellen. Die Elektrodynamik stellt Gleichungen zur Verfügung (Maxwellsche Gleichungen), mit deren Hilfe aus diesen Potentialen das resultierende magnetische und elektrische Wechselfeld berechnet werden kann.

Die elektrodynamische Berechnungsaufgabe kann wie folgt charakterisiert werden:

Gegeben sei ein räumlich angeordnetes Gebilde von zylindrischen Stäben, von denen einer mit einer HF-Spannung $\hat{U} = \hat{U}_0 \sin \omega t$ gespeist wird (Bild 1)



- Welche Stromverteilungen ergeben sich in und auf den Elementen?
- Welches räumliche Strahlungsfeld (Magnetische oder elektrische Feldstärke) bzw. Richtdiagramm ergibt sich?
- Wie groß sind Richtfaktor, Gewinn und Eingangsimpedanz?



Bild/Figure 3: Stromverteilung "Dicker Dipol"

Diese Berechnung erfolgt allein auf Grund der mechanischen Abmessungen, der Leitfähigkeit des Materials und der Frequenz der erregenden HF-Energie. Zur Definition des Koordinatensystems siehe Anhang A.1. Kennt man die Feldverteilung $E(\theta,\varphi)$, folgt daraus das Richtdiagramm $P(\theta,\varphi)$ (AnhangA. 3). Daraus kann der Richtfaktor durch Integration über das Richtdiagram oder durch Vergleich der maximalen Strahlungsdichte (Anhang A.2) mit der mittleren Strahlungsdichte berechnet werden.

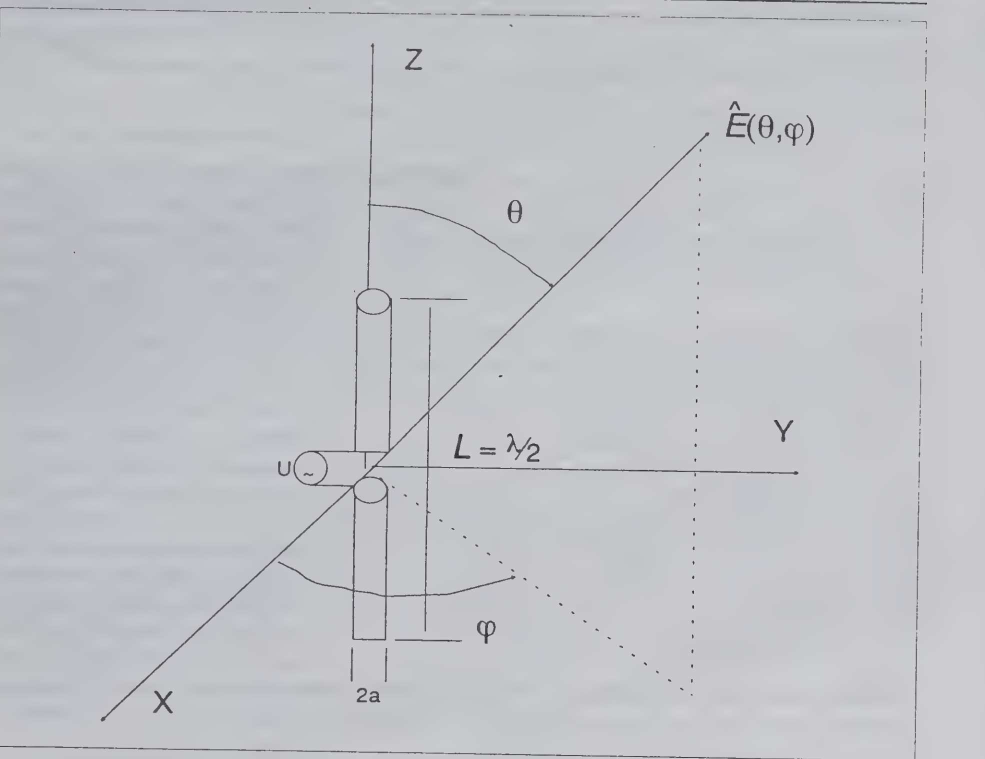
Das Problem ist zunächst, die Ladungsverteilungen und Stromverteilungen auf jedem Strukturelement einer Antenne zu kennen. Die allgemeine Lösung wird durch eine komplexe Integralgleichung[1] beschrieben. Das Wesen einer Integralgleichung ist, daß die gesuchte Größe, in diesem Fall die Stromverteilung auf allen Elementen, in die Gleichung eingesetzt die Integralgleichung erfüllen muß. Die Randbedingungen sind die mechanische Struktur der Antenne. Diese Gleichung ist i.A. nicht analytisch lösbar. Eine solche Lösung existiert nur für einfache Gebilde, z.B. ein $\lambda/2$-Dipol, der beliebig dünn ist - das nennt man auch einen Stromfaden - . Dann gibt es eine sinusförmige Strom- und Ladungsverteilung. Daraus kann man in geschlossener Form die bekannte Richtcharakteristik eines Dipols berechnen (Bild 2). Die Ergebnisse für Stromfäden gelten auch noch für dünne Dipole ($D/\lambda < 0.001$), die einen genügend kleinen Durchmesser bezogen auf die Wellenlänge haben.

Komplizierter wird der Fall bei elektrisch dicken Dipolen (Bild 4). Bei elektrisch dicken Dipolen und bei verkoppelten Strukturen beinflussen sich die Ströme auf der Oberfläche und im Leiter sowie alle Ströme untereinander. Dann ist die Hallen'sche Integralgleichung nur noch unter vereinfachenden Annahmen und durch numerische Näherungsverfahren zu lösen. Wie sich die Stromverteilung bei elektrisch "dicken" Dipolen ändert, zeigt Bild 3.

Im Gebrauch sind zwei verschiedene Näherungsmethoden zur Antennenberechnung, die Impedanzmatrix-Methode und die Momentenmethode.

Die Impedanzmatrix-Methode geht von fertigen Lösungen der Hallen Integralgleichung für Spezialfälle aus und betrachtet die Simulationsaufgabe als Berechnung der additiven Überlagerung von Feldern von parisitären Dipolen.

1 *Erik Hallén, "Theorethical Investigation into the Transmitting and Receiving Qualities of Antennae", Nova Acta Regiae Soc. Sci. Upsaliensis, Ser. IV, 11 No. 4, 1-44 1938*



Bild/Figure 4: Halbwellen-Dipol Real (Zylinder)

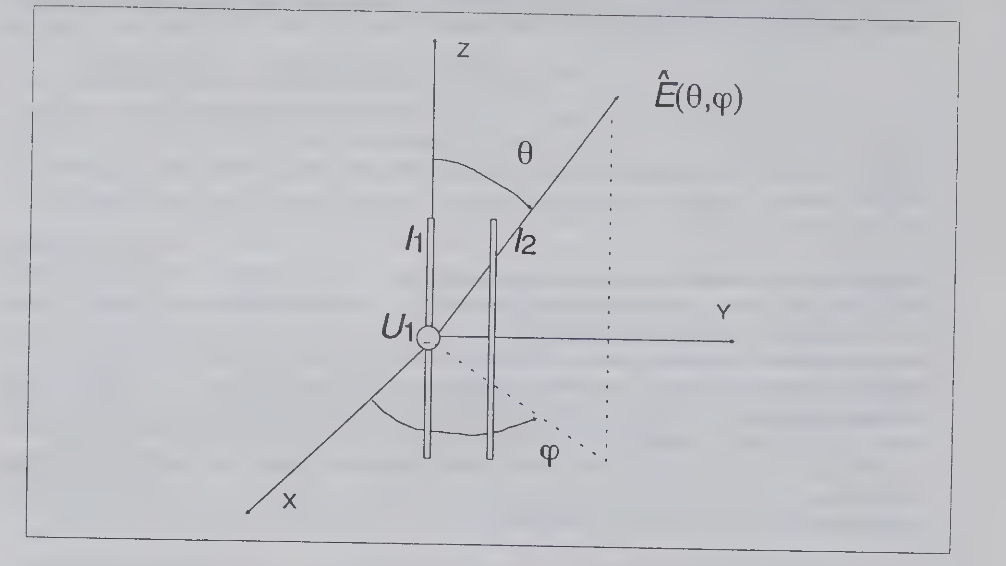
Die Momentenmethode zerlegt jedes Element einer Yagi in kleine Segmente und findet durch numerische Integration die Stromverteilung auf diesen Segmenten. Daraus wird durch additive Überlagerung wieder das Gesamtfeld berechnet.

2.2 Impedanzmatrix-Methode

Die einfachste numerische Nährungsmethode zur Yagi-Simulation besteht darin, alle Elemente einer Yagi als zylindrische Halbwellen-Dipole zu betrachten, die eine sinusförmige Stromverteilung haben. Zur Feldberechnung denkt man sich den Strom auf dem Element im gedachten Zentrum des Elementes konzentriert (Stromfaden). Daraus kann man das Feld eines jeden Elementes durch Integration berechnen. Das Gesamtfeld einer Yagi ist dann die phasenrichtige Überlagerung aller Einzelfelder. Die Strahlungskopplung zwischen zwei Elementen bestimmt eine komplexe Koppelimpedanz, die nur eine Funktion des Abstandes[1] ist. Diese Koppelimpedanzen drücken aus, daß ein Strom in einem Element einer Yagi über Strahlungskopplung in jedem anderen Element wieder einen Strom induziert und vice versa. Das ist exakt die Funktionsweise einer Yagi: Jedes Element strahlt und nimmt Strahlungsleistungen von anderen

1 *In verbesserten Verfahren wird auch noch die Dicke der beteiligten Elemente bei der Koppelimpedanz berücksichtigt.*

auf, die als Ströme fließen und wieder abgestrahlt werden. Diese komplexe Interaktion wird hier



Bild/Figure 5: Fallbeispiel 2 El Yagi/Example 2 El Yagi

durch das einfache Modell der Koppelimpedanz zwischen zwei Elementen beschrieben, obwohl es für jedes beliebig kleine (infinitesimale) Stück eines jeden Elementes gilt.

Beispiel (Bild 5): 2 El- Yagi

Man kann zwei Gleichungen aufstellen:

$$I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} = U_1$$
$$I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} = U_2$$

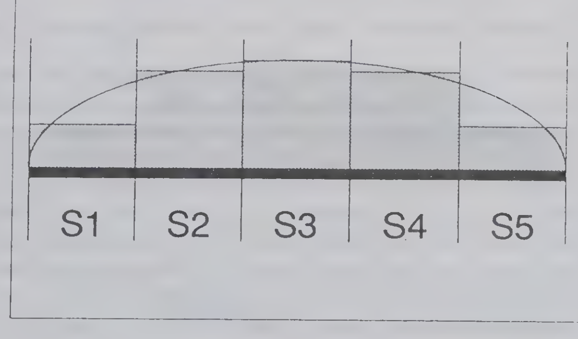
I_1 und I_2 sind die gesuchten Elementströme, Z_{11} und Z_{22} sind die Eigenimpedanzen der Dipole, Z_{12} und Z_{21} sind die Koppelimpedanzen und U_1, U_2 sind die Speisespannungen im Mittelpunkt der Dipole. Für den Direktor gilt $U_2 = 0$, da er nicht gespeist wird. Das ist nun ein einfaches Gleichungssystem. Die gesuchten Elementströme kann man beim Fallbeispiel sofort angeben:

$$I_1 = \frac{U_1 Z_{22}}{Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}}$$
$$I_2 = \frac{-U_1 Z_{21}}{Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}}$$

Die Eingangsimpedanz ist:

$$Z_{in} = \frac{U_1}{I_1}$$

Das kann man noch im Kopf rechnen. Bei mehr Elementen bemüht am besten einen Computer, der das Gleichungssystem mittels Matrixinversion löst. Er kann dann auch noch gleich das resultierende Feld der Einzeldipole aufsummieren und das Richtdiagramm berechnen. Ein lesenswerter Artikel über diese Methode stammt von J.L. Lawson[1].



Bild/Figure 6: Rechteck-Basisfunktione/Pulse Functions

In diesem Modell sind nun jede Menge Näherungen, die alle Konseqenzen für die Genauigkeit der Lösung haben.:

1. Näherungslösung 1. Ordnung der Hallenschen Integralgleichung für die Selbstimpedanzen und Koppelimpedanzen
2. Es fließt kein Strom auf die Kappe bzw. am Elementende muß die Strombelegung verschwinden.
3. Stromprofil auf dem Element muß sinusförmig sein
4. Feldberechnung geht von idealisierten Stromfäden aus.
5. Die Leitfähigkeit der Elemente ist unendlich, d.h. es gibt keinen Skineffekt.

Folgerung von 1. sind ungenaue Stromwerte. Folgerung von 2. bedeutet, daß Elemente elektrisch zu "kurz" betrachtet werden, da der Strom auf die Kappe den Sinusverlauf stört und einen Feldbeitrag liefert. Damit wird ein systematischer Frequenzfehler nach oben impliziert. 3. bedeutet, daß kurze Direktoren und dicke Elemente schlecht dargestellt werden. 4. bedeutet, daß die Feldberechnung bei dicken Elementen schlecht funktioniert. 5. bedeutet, daß nur der Richtfaktor aber nicht der Gewinn abgeschätzt wird (Siehe A4).

Bild/Figure 7: Sinus/Cosinus Basisfunktionen

Einige Programmierer korrigieren diesen Fehler dann mit internen Korrekturfaktoren (Fudge-Factors). Das reduziert aber die Unabhängigkeit des Programms von der Struktur, da es nur bei bestimmten Formen und Stromverteilungen funktioniert.

1 *James L. Lawson, W2PV, "Yagi Antenna Design: Performance Calculations", HAM RADIO, 1/1986, pp. 22-27*

2.3 Näherung durch Segmentierung von Elementen

Weitaus komplexer und rechenaufwendiger ist die Momentenmethode. Der Name Momentenmethode bezieht sich auf die Auswertung der zugrundeliegenden Integralgleichung. Zunächst stellt man die Integralgleichung auf, die das elektrische Feld als Funktion einer dreidimensionalen Stromverteilung beschreibt. Diese ist nicht analytisch lösbar. Um die Lösbarkeit zu erreichen, werden folgende Annahmen getroffen:

1. Die Segmente der Antenne sind dünne Drähte (Zylinder).
2. Transversale Ströme auf den Drähten sind vernachlässigbar
3. Axiale Ströme verändern sich auf dem Umfang des Zylinders nicht
4. Der Oberflächenstrom auf einem Element wird als Stromfaden repräsentiert.
5. Das elektrische Feld in und auf dem Draht ist auf der Oberfläche gleich (Randbedingung!)

Damit vereinfacht sich die Gleichung erheblich. Die Momentenmethode besteht nun darin, daß man die unbekannte Stromverteilung, die unter dem Integral steht, in eine Reihe von Basisfunktionen entwickelt. Dadurch kann man aus der Integralgleichung ein lineares Gleichungssystem machen.

Ein Element wird nun in hinreichend viele kleine Segmente zerlegt. Als Stromverteilungs-Näherung auf jedem Segment wird entweder eine Pulsfunktion genommen (Bild 6) - das passiert in MININEC - oder eine Überlagerung von Sinus- und Cosinus-Funktionen (Bild 7) - das geschieht in NEC-II.

Dann muß noch ein Referenzpunkt festgelegt werden. Bei MININEC ist dieser das gesamte Segment, so daß die Integralgleichung im Mittel auf dem Segment erfüllt ist und bei NEC ist das die Segmentmitte, so daß die Integralgleichung exakt in der Mitte des Segmentes erfüllt ist.

Hat man N Segmente, entsteht ein lineares Gleichungssystem von N Gleichungen für die unbekannten Stromwerte auf den Segmenten. Die zugehörige Matrix hat dann N x N Einträge. Bei einer 10 El Yagi und 10 Segmenten pro Element sind das 100 x 100 = 10000 Einträge.

Die Konvergenz des Verfahrens hängt von der Zahl der Segmente ab. Je mehr Segmente man spendiert, desto genauer wird die reale Stromverteilung auf den Elementen durch die Ströme auf den Segmenten angenähert. Die obere Grenze liegt in dem Dicken/Längenverhältnis der Segmente, die dann immer kürzer werden. Dann sind die Annahmen über dünne Drähte nicht mehr erfüllt und das Verfahren versagt. Eine weitere Grenze liegt in der Rechenzeit, die mit der dritten Potenz der Segmentzahl und dem Speicherbedarf, der quadratisch mit der Zahl der Segmente steigt.

Um das elektrische Feld zu berechnen, das auf einem Segment j vom Strom in einem Segment k erzeugt wird - das enspricht der Strahlungskopplung -, sind zwei Näherungen gebräuchlich:

- "Thin-Wire" (Stromfaden-Näherung)
- "Extended Thin Wire " (Strom-Zylinder Näherung)

Die "Thin Wire" Näherung betrachtet das Quellensegment als Stromfaden und das Zielsegment als Zylinder. Bei der "Extended Thin Wire" Näherung werden beide als Zylinder betrachtet. Dadurch kann bei dieser der Effekt von dicken Elementen besser modelliert werden. Die Fehler

sind kleiner als 1 % bei einem Längen-/Dickenverhältnis des Segmentes von größer 8 bei der "Thin Wire"-Näherung und von größer 2 bei der "Extended Thin Wire"-Näherung.

Hat man nun durch Lösung des Gleichungssystems alle Segmentströme gefunden, wird das Gesamtfeld als phasenrichtige Überlagerung aller Einzelfelder der Segmente berechnet.

Der große Vorteil der Momentenmethode ist, daß man innerhalb der numerischen Konvergenzbedingungen - siehe die Bedingungen über den Formfaktor der Segmenete - jede beliebige Struktur hinreichend fein modellieren kann. Dadurch werden im Fall von langen Yagis die relativ kurzen Direktoren mit ihrer nicht mehr sinusförmigen Stromverteilung wesentlich besser angenähert. Das gleiche gilt für die Problematik der dicken Elemente.

Auch ist es möglich, strahlende Oberflächen ("Patches"), Skineffekt, Endkappeneinfluß ("Endeffekt") und Bodeneinfluß zu simulieren. Wegen des Programm und Rechenaufwandes wird dieser Funktionsumfang nur bei NEC-II voll abgedeckt.

3 Programmbeschreibungen

3.1. Bewertungsgrundlagen für die Softwarequalität

Um einen Vergleich der verschiedenen Programme zu ermöglichen, wird ein Klassifikationsschema angegeben, in dem die relevanten Eigenschaften der Simulationsprogramme beschrieben werden. Damit wird ein Vergleich ihrer Eigenschaften ermöglicht.

Die inhaltliche Beurteilung der Programme, d.h. der Vergleich der Simulationsergebnisse untereinander und in Relation zu Meßwerten folgt in Kapitel 5, Folge IV. Der Funktionsumfang bezüglich der Simulationsaufgabe wird in der Tabelle dargelegt. Die Erläuterung der einzelnen Funktionen ist dort zu entnehmen.

Im Punkt Leistungsumfang werden maximale Zahl der Elemente der zu simulierenden Yagi und die normierte Geschwindigkeit angegeben. Falls die Methode eine segmentierte Momentenmethode ist, wird angenommen, daß pro Yagielement 10 Segmente zur Modellierung benutzt werden. Die Geschwindigkeit wird an Hand einer 10 Element Testyagi ermittelt. Die Angabe erfolgt in Sekunden Rechenzeit.

Zur Beurteilung der Softwarequalität unter Software-Engineering Aspekten sind folgende Punkte relevant:

1. Benutzerinterface
2. Funktionsumfang
3. Fehlerbehandlung
4. Dokumentation

3.1.1 Benutzerinterface

Das einfachste Benutzer-Interface besteht darin, dem Programm die Simulationsaufgabe durch einen Eingabe-Datenfile mitzuteilen und nach Ablauf die Ergebnisse numerisch in einem Ergebnisfile einzusehen. Diese Art nennt man Stapelverarbeitung (Batch) und ist nicht Stand der Technik. Sie ist sehr schwierig zu bedienen und verlangt lange Einarbeitungszeiten des Benutzers. Die numerischen Simulationsergebnisse sind zudem schwierig zu interpretieren.

Zeitgemäße Benutzerinterfaces sind interaktiv und menügesteuert. Der Benutzer formuliert die Simulationsaufgabe in einer problemporientierten Darstellung am Bildschirm und erhält die Ergebnisse ebenfalls problemorientiert. D.h. die Ergebnisse werden als grafische Darstellungen (Richtdiagramm, VSWR versus Frequenz, Gewinn versus Frequenz) dargestellt. Die Befolgung folgender Regeln macht ein interaktives Benutzerinterface gut:

- Die Menüs sind hierarchisch strukturiert. Man geht vom Allgemeinen zum Speziellen vor.
- Gleiche Daten werden nicht mehrmals (in verschiedenen Menüs) erfaßt.
- Die Menüs sind adäquat, d.h. sie enthalten einerseits nicht Eingabefelder, die nicht zum Kontext gehören. Andererseits ist eine unnötige Aufsplittung von Eingabefeldern, die zu einem Kontext gehören, hinderlich.
- Jedes Menü oder Eingabefeld muß eindeutig verlassen werden können. Dazu gehören Abbruch, Zurückgehen und Weiterverzweigen.
- Die Bedeutung von Funktionstasten oder anderer speziellen Tasten darf sich in der Menühierarchie nicht ändern. Bedeutet z.B. <Escape> Abbruch einer Operation, muß das für alle Teile des Menühierarchie gelten.

- Standardwerte (Defaultparameter) werden getrennt erfaßt und gelten allgemein solange, bis sie verändert werden. Sie sind nach Neustart des Programms weiterhin verfügbar.
- Die Navigation im Menübaum erfolgt über Cursor-Tasten und Betätigung der <Return>-Taste oder besser über Anwahl mit einer Maus und anklicken.
- Eine Help-Funktion gibt dem Benutzer Auskunft über die Eingabefunktionen des jeweiligen Kontext, in dem er sich gerade befindet.
- Benutzereingaben von Werten müssen auf Validität überprüft werden. D.H. falsche Zahlen oder physikalisch sinnlose Werte müssen zurückgewiesen werden, um unnötige Programmläufe mit fehlerhaften Daten zu vermeiden.
- Ein Kontext-Speicher-Verfahren erleichtert die Navigation in Menübäumen. Das System speichert jeweils die letzte Selektion in jedem Pull-Up Menü im Menübaum. Das erleichtert die Bedienung bei Wiederholungen sehr.

Die Ergebnisdarstellung erfolgt über Grafiken und nicht über Zahlenkolonnen - Ein Bild sagt mehr als tausend Worte-. Jedes Ergebnis, seien es Zahlen oder Grafiken, muß auf Papier gedruckt oder noch besser auch als Datei zur späteren Verarbeitung gesichert werden können.

3.1.2. Funktionsumfang

Der Funktionsumfang muß alle zur Problemstellung relevanten Funktionen umfassen. Bei der Problemstellung Yagisimulation gehören dazu:

- Geometrie: Mindestens planare Yagis (Alle Elemente in einer Ebene) mit Dipol als Strahler. Wünschenswert sind Mehrfach-Reflektoren und Yagigruppen.
- Elektrische Parameter: Die Ermittlung des Richtdiagramms mindestens in der horizontalen und vertikalen Ebene, Ermittlung der internen Verluste und damit auch des Gewinns, Eingangsimpedanz. Wünschenswert ist die Ausgabe der Strombelegung der Elemente.
- Umgebung: Mindestens Freiraum

3.1.3 Fehlerverhalten

Das Fehlerverhalten betrifft das Auftreten von Programmfehlern (intern) und die Reaktion von Programmen auf fehlerhafte Daten.

Art und Umfang von Programmfehlern entscheiden über den Nutzen von Programmen. Jedes Auftreten von Programmfehlern (Falsche Ergebnisse bei Testfällen, Abbruch wegen Adressierungsfehler oder nicht abgefangener Betriebssystemmeldung, Totschleifen) gehört zu den Ausschlußbedingungen, d.h. solche Programme sind nur von geringem Nutzen und sollten nicht eingesetzt werden. Die Fehlerbehandlung im Fall von fehlerhaften Daten ist entscheidend für die Handhabung des Programms. Schlecht sind solche Programme, die bei falschen Daten mit einem Betriebssystemfehler zwangsweise beendet werden oder sogar wegen Adressierungsfehler das Betriebssystem selbst zum Absturz bringen - Ist nur bei DOS möglich, da DOS weder Speicherverwaltungs noch Speicherschutzmechanismen enthält-. Gut sind Programme, welche die Eingabedaten bereits auf Gültigkeit überprüfen und bei Rechenfehlern (z.B. Division durch Null) eine Fehlererholung (Exception Handling) durchführen, indem sie die Betriebssystemmeldung abfangen und dem Benutzer in lesbarer Form zur Verfügung stellen, ohne das Programm abzubrechen.

3.1.4 Dokumentation

Die Dokumentation soll folgende Informationen umfassen

1. Alle nötigen Hinweise zur einwandfreien Installation

2. Alle nötigen Hinweise über Eingabeparameter und deren Bedeutung sowie die Bedienung der Menüs mit den Bedeutungen von speziellen Tasten
3. Format von externen Dateien
4. Beispieleingabedateien und Beispielsimulationen
5. Darstellung des verwendeten Simulationsverfahrens
6. Grenzen des Simulationsverfahrens

Die Dokumentation kann auch ONLINE , d.h. in Form von Help-Menüs im Programm vorhanden sein.

3.2 Klassifikation

3.2.1 NEC-II

NEC-II ist der Klassiker unter den Antennensimulationsprogrammen und gleichzeitig von der funktionalen Vielfalt und Genauigkeit der Verfahren her gesehen das beste Programm. Es wurde am Lawrence Livermore Laboratory für rein wissenschaftliche Zwecke zum Ablauf auf Großrechnern entwickelt. Ein Benutzerinterface ist daher praktisch nicht vorhanden, da es für reine Stapelverarbeitung konzipiert wurde. Man editiert die komplexen Eingabedateien, bringt das Programm zum Ablauf und analysiert die Ausgabelisten von Zahlen. Diese anspruchslose und nicht interaktive Programmumgebung ist typisch für wissenschaftliche Programme der 80-er Jahre auf Großrechnern. Für Laienbenutzer ist das Programm praktisch nicht geeignet, da die Einarbeitungszeit hoch und das notwendige Verständnis für die Modellierungsaufgabe hoch ist.

Die Vielfalt der Funktionen ist sehr hoch. Das gleiche gilt für die Dimensionalität. Die Standardversion kann 300 Segmente und Oberflächen behandeln. Von DJ9BV wurde bei der Übertragung auf UNIX-Systeme diese Zahl auf 4096 erhöht, so daß auch größte Antennengruppen simuliert werden können.

In 4 Jahren Arbeit mit diesem Programm sind in der Anwendung auf ca. 500 verschiedene Simulationsaufgaben (Yagis, Parabolspiegel, Feedhörner) keine erkennbaren Programmfehler aufgetreten. Daher kann das Programm in dieser Hinsicht als reif betrachtet werden. Auch die Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation ist zumindest für Yagis sehr hoch.

Die Dokumentation ist sehr umfangreich (900 Seiten) und schließt sowohl die Bedienung, die physikalische Grundlage der Verfahren, die verwendeten Näherungen als auch den Programmcode ein.

Die obigen Ausführungen legen nahe, NEC-II zum Bewertungsstandard bezüglich der Simulationsqualität zu machen.

3.2.2 NEC-81

NEC-81 ist eine Anpassung von NEC-II für die Verwendung auf PC's unter dem DOS-Betriebssystem. Wegen der engen Speicherbegrenzung von DOS mußte der Platz für die Interaktionsmatrix der Segmente auf 8100 (entspricht maximal 90 Segmenten) beschränkt werden. Werden mehr Segmente benötigt, wird die Matrix auf die Festplatte ausgelagert. Das erhöht die Bearbeitungszeit um die Zeit für die notwendigen Plattenzugriffe. Die Maximalzahl für die Segmente beträgt 300.

Als zusätzliche Funktionen gegenüber NEC-II gibt es Helixantennen und diverse Ausgabeoptionen, u.a. auch ein geeignetes Ausgabeformat für Plotprogramme.

Klassifikation Antennensimulationsprogramme	
Name	NEC-II
Version	from 11.IV.1981 CDC7600, migrated to F77 UNIX from DJ9BV (Version 2/1987)
Hersteller/Distributor	N/A - Nicht verfügbar
Hardware	SUN-3 WS
Coprocessor	Yes
Display Adapter	Yes
Drucker/Printer	Various
Betriebssystem/Operating System	UNIX SUN OS 4.1
Speicherbedarf/Memory Req.	12 MB
Plattenplatzbedarf/Disk Space	4 MB
Methode/Method:	Moments
Simulations-Funktionen (Yagis):	
.... Geometrie	3 -dim
.... Multiple Reflektoren	yes
.... Strahler/Feeder	any structure
.... Anpaßglieder/Matching	any structure
.... Boomkorrektur/Bommcorr.	no
.... Yagigruppen/Arrays	yes
.... Umgebung/Environment	free space, perfect and imperfect conducting surface (Sommerfeld Functions)
.... Elektrische Parameter	
.... Richtfaktor/Directivity	yes
.... Richtdiagramm/Pattern	yes
.... Skineffekt	yes
.... Impedanz	yes
Sonderfunkt./Special Functions	Coordinate Transforms, Rings, Surface Patches, Networks, Transmission Lines, Coupling, Near Fields, Multiple Feedpoints, Loads, Frequency Sweep
Leistungsumfang/Features	
.... Max. Zahl der Elemente	400 (4096 segments)
.... Geschwindigkeit/Speed (sec)	35
Benutzerinterface/Userinterface	Batch
.... Parametereingabe/Param.-Input	Batch
.... Ergebnisdarstellung/Display of Result	Batch
.... Num. Ergenbisse/Numerical Results	Batch
.... Diagramm/Pattern	Batch
.... Strombelegung/Currents	Batch
.... Print Screen/Plot	no
.... Help-Funktion	no
Dokumentation	
.... Umfang (Seiten)/Pages	900 pages
.... Qualität/Quality	excellent
Bekannte Fehler/Bugs	no

Klassifikation Antennensimulationsprogramme (Classification)	
Name	NEC-81
Version	NEC-81 from 26.XII.89 (Includes Source)
Hersteller/Distributor	Public Domain: ACES (Parts of NEEDS2.0 package)
Hardware	AT
Coprocessor	yes
Display Adapter	
Drucker/Printer	
Betriebssystem/Operating System	DOS
Speicherbedarf/Memory Req.	540 kB
Plattenplatzbedarf/Disk Space	2 MB
Methode/Method:	Moments
Simulations-Funktionen (Yagis):	see NEC-II
Sonderfunkt./Special Functions	See NEC-II
Leistungsumfang/Features	
.... Max. Zahl der Elemente/No. of El.	30 (300 segments) standard. Special Versions up to 1280 segments
.... Geschwindigkeit/Speed (sec)	50
Benutzerinterface/Userinterface	See NEC-II
Dokumentation	See NEC-II
Bekannte Fehler/Bugs	Wrong calculation of skin losses for small conductivities of the material

Durch die Änderung wurde auch ein Bug (Bekannter Programmfehler) generiert. Er betrifft die Berechnung des Skineffekts für kleine Leitfähigkeiten. Diese erfolgt falsch.

Für die Bedienung gilt das bei NEC-II gesagte. D.H. das Programm ist für Laien praktisch unbedienbar.

3.2.3 NEC-PC

NEC-PC wurde von K6STI aus NEC-81 abgeleitet (auf 600 Segmente erweitert) und um einen Preprocessor für die Dateneingaben sowie einen Postprocessor für die Ergebnisdarstellung erweitert. Der Preprocessor YN.EXE konvertiert Datenfiles (*.yag), die von dem interaktivem Programm YO erzeugt wurden, in das Eingabeformat für NEC-81. Damit sind die Eigenschaften der leichten Definition von Yagis, die mit YO gegeben sind, auch für NEC-81 nutzbar. Der Postprocessor NP.EXE liest das komplexe Ausgabeformat von NEC-81 und wandelt es in ein Format um, das von der Grafikausgaberoutine PLOT.EXE interpretiert werden kann.

Damit wird zwar aus NEC-81 kein interaktives Programm, aber trotzdem sehr einfach bedienbar, da es die in YO vorhandenen Möglichkeiten der einfachen Datenein- und ausgabe nutzt. Weiterhin ist damit auch NEC-81 als Verifikator für MN oder YO nutzbar, da diese Programme ungenauer als NEC-81 simulieren.

Der Nachteil der Verwendung von YO als Frontend für die Dateneingabe besteht darin, daß auch alle Beschränkungen von YO für NEC-PC gültig sind. D.h. es können nur planare Yagis (2-dimensional) ohne Mehrfachreflektoren dargestellt werden. Desgleichen können Sonderfor-

Klassifikation Antennensimulationsprogramme (Classification)	
Name	NEC-PC
Version	NEC-2 V 1.03
Hersteller/Distributor	Brian Beezley, K6STI, 507-1/2 Taylor St., Vista, CA 92084
Hardware	AT
Coprocessor	yes
Display Adapter	Hercules, EGA, VGA
Drucker/Printer	Needle, HP-Laserjet
Betriebssystem/Operating System	DOS
Speicherbedarf/Memory Req.	540 KB
Plattenplatzbedarf/Disk Space	2 MB
Methode/Method:	Moments
Simulations-Funktionen (Yagis):	See YO (Limited by Conversion Utility YN.EXE)
Sonderfunkt./Special Functions	See YO
Leistungsumfang/Features	
.... Max. Zahl der Elemente/Max. No. of El.	See YO (50)
.... Geschwindigkeit (sec)	53
Benutzerinterface/Userinterface	See YO for data in/-output, but Batchoriented elsewhere
.... Parametereingabe/Param.-Input	See YO
.... Ergebnisdarstellung/Display of Result	See YO
.... Num. Ergenbisse/Numerical Results	screen/file
.... Diagramm/Pattern	yes
.... Strombelegung/Currents	no
.... Print Screen/Plot	yes
.... Help-Funktion	no
Dokumentation	
.... Umfang (Seiten)/Pages	10
.... Qualität/Quality	good

men wie Logperiodic-Antennen, die ohne weiteres von NEC-PC simuliert werden könnten, nicht dargestellt werden.

3.2.4 RADICAL

Menüstruktur:

Der Toplevel der Menüstruktur ist problemgemäß. Der eingebaute Editor ist leider konfus strukturiert und sehr umständlich zu bedienen. Die Werte für die Geometrie, Elementlängen, -durchmesser, -abstände oder -positionen werden in getrennten Untermenüs erfasst. Das verwirrt nur. Der Bildschirm eines Untermenüs wird nicht immer bei Verlassen des Untermenüs gelöscht, so daß der Bildschirm optisch überladen wird. Das ist für die Bedienung sehr ungünstig.

Ist die Rechnung einmal gestartet, kann sie nicht mehr abgebrochen werden.

Die grafischen Darstellungen weisen zum Teil Fehler in der Achsenbeschriftung auf.

Klassifikation Antennensimulationsprogramme (Classification)	
Name	RADICAL
Version	1.12
Hersteller/Distributor	Yoshiyuki Takeyasu, JA6KXQ, Yokohama
Hardware	AT
Coprocessor	w/ and w/o (Mit und ohne)
Display Adapter	EGA
Drucker/Printer	Needle
Betriebssystem/Operating System	DOS
Speicherbedarf/Memory Req.	< 500 kB
Plattenplatzbedarf/Disk Space	400 kB
Methode/Method:	Modified method of moments from D. Pozar
Simulations-Funktionen (Yagis):	
.... Geometrie	2-dim
.... Multiple Reflektoren	no
.... Strahler/Feeder	dipole
.... Anpaßglieder/Matching	no
.... Boomkorrektur/Bommcorr.	no
.... Yagigruppen/Arrays	no
.... Umgebung/Environment	Free space
.... Elektrische Parameter	
.... Richtfaktor/Directivity	yes
.... Richtdiagramm/Pattern	yes
.... Skineffekt	yes
.... Impedanz	no
Sonderfunkt./Special Functions	G/T-ratio
Leistungsumfang/Features	
.... Max. Zahl der Elemente/No. of El.	38
.... Geschwindigkeit/Speed(sec)	7 sec
Benutzerinterface/Userinterface	Interactive, Menudriven
.... Parametereingabe/Param.-Input	Inbuilt Editor
.... Ergebnisdarstellung/Display of Result	Screen
.... Num. Ergenbisse/Numerical Results	Screen
.... Diagramm/Pattern	Screen Graph
.... Strombelegung/Currents	Vektordiagram
.... Print Screen/Plot	yes
.... Help-Funktion	no
Dokumentation	
.... Umfang (Seiten)/Pages	6
.... Qualität/Quality	poor
Bekannte Fehler/Bugs	no

Funktionen:

In den Ausgabeparametern fehlt die Eingangsimpedanz. Weiterhin fehlt die Ausgabe der Strombelegung, ein wichtiges Hilfsmittel zur Beurteilung von Yagidesigns. Yagigruppen können nicht gerechnet werden. Alle Elemente müssen gleichen Durchmesser aufweisen. Das ist eine unrealistische Einschränkung.

Klassifikation Antennensimulationsprogramme (Classification)	
Name	YAGIMAX
Version	2.15
Hersteller/Distributor	Lew Gordon, K4VX, Public Domain
Hardware	AT
Coprocessor	w/ and w/o (Mit und ohne)
Display Adapter	EGA/VGA
Drucker/Printer	Needle
Betriebssystem/Operating System	DOS 4 and higher
Speicherbedarf/Memory Req.	< 500 KB
Plattenplatzbedarf/Disk Space	< 1 MB
Methode/Method:	Impedanzmatrix
Simulations-Funktionen (Yagis):	-
.... Geometrie	2-dim
.... Multiple Reflektoren	no
.... Strahler/Feeder	dipole
.... Anpaßglieder/Matching	no
.... Boomkorrektur/Bommcorr.	no
.... Yagigruppen/Arrays	yes (1-8 yagis)
.... Umgebung/Environment	Free Space
.... Elektrische Parameter	
.... Richtfaktor/Directivity	yes
.... Richtdiagramm/Pattern	yes
.... Skineffekt	no
.... Impedanz	yes
Sonderfunkt./Special Functions	
Leistungsumfang/Features	
.... Max. Zahl der Elemente/No. of El.	45
.... Geschwindigkeit/Speed (sec)	4 sec
Benutzerinterface/Userinterface	Menudriven, interactive
.... Parametereingabe/Param.-Input	Inbuilt editor
.... Ergebnisdarstellung/Display of Result	Screen
.... Num. Ergenbisse/Numerical Results	Screen
.... Diagramm/Pattern	Screen Graph
.... Strombelegung/Currents	no
.... Print Screen/Plot	yes
.... Help-Funktion	no
Dokumentation	
.... Umfang (Seiten)/Pages	3
.... Qualität/Quality	bad
Bekannte Fehler/Bugs	no

Fehlerverhalten:
Fehlerhafte Daten werden abgefangen. Es gibt praktisch keine Möglichkeit das Programm zum Crash zu bringen.

Dokumentation:
Die Dokumentation ist völlig unzureichend. Weder die Bedienung noch das Verfahren sind nur ansatzweise ausreichend dokumentiert. Besonders mysteriös erscheinen die Ergebnisse für die Verluste und die Rauschtemperatur der Antenne. Weder das Verfahren noch die zugrundeliegende Annnahmen über Himmelstemperatur oder Materialkonstanten wie Leitfähigkeit sind erwähnt.

3.2.5 YAGIMAX

Menüstruktur:
Die Menüstruktur ist leider nicht suggestiv und etwas verworren. Z.B. liegen Ausgabeoptionen wie die Alternative zwischen Polar- und Kartesischer Darstellung auf einer Ebene wie der Start der Simulation. Die Eingabe von Daten ist nicht konsistent realisiert. Mal muß man die Zahleneingabe mit <Return> quittieren - das ist vernünftig -, mal erfolgt die Aktion direkt nach der Eingabe einer Ziffer - das ist unvernünftig, da man Eingabefehler nicht mehr korrigieren kann - . Gut ist die Möglichkeit, ein Design zu skalieren.

Der Eingabe-Editor ist sehr gut: Alle zusammengehörigen Parameter der Geometrie sind auf einem Bildschirm und können gemeinsam editiert werden. Inline-Edit ist vorhanden.

Der Simulationslauf kann nach dem Start nicht abgebrochen werden.

Funktionen:
Da keine Verluste gerechnet werden, können die entscheidenen Probleme bei Hochgewinnyagis, nämlich der ausgewogene Kompromiß zwischen hohem Richtfaktor und noch niedrigen Verlusten, nicht mit diesem Programm gelöst werden. Weiterhin fehlt die Ausgabe der Strombelegung, ein wichtiges Hilfsmittel zur Beurteilung von Yagidesigns. Die Berechnung von Yagigruppen erfolgt über die phasenrichtige Multiplikation der Einzeldiagramme. Das ist nur eine Näherung, da nicht die gegenseitige Verstimmung durch Verkopplung der Elemente erfaßt wird. Eine einfache Optimierungsfunktion kann einzelne Elementlängen auf Gewinnmaximum optimieren.

Wegen der fehlenden Funktionalität kann das Programm für ernsthafte Yagisimulationen nicht genutzt werden. Vom Gebrauch wird abgeraten.

Fehlerverhalten:
Fehlerhafte Daten werden abgefangen. Es gibt praktisch keine Möglichkeit das Programm zum Crash zu bringen.

Dokumentation:
Die Dokumentation ist sehr sparsam und völlig ungenügend.

3.2.6 YAGIANALYSIS

Menüstruktur:
Die Menustruktur ist übersichtlich nach Problemgruppen geordnet. Jedes Eingabefeld kann editiert oder abgebrochen werden. Die Navigation im Menübaum erfolgt über eine Maus. Help-Funktionen sind für die Untermenüs vorhanden. Die Bedeutung von Kommandos bleibt innerhalb der Menustruktur konstant. Standardwerte werden in einem getrennten Menü erfaßt. Dazu gehören Maßeinheit, Reflektorstruktur, Boomkorrekturart und die Art der Eingabe der Direktorpositionen und zwar wahlweise Abstand oder Position. Die Geometrie wird nicht in

Klassifikation Antennensimulationsprogramme (Classification)	
Name	YAGIANALYSIS
Version	3.0 Beta 2
Hersteller/Distributor	SG Software, Box 179, S-92300 Storuman, Sweden
Hardware	AT
Coprocessor	yes
Display Adapter	Hercules, CGA, VGA
Drucker/Printer	Needle
Betriebssystem/Operating System	DOS
Speicherbedarf/Memory Req.	< 500 KB
Plattenplatzbedarf/Disk Space	< 500 KB
Methode/Method:	Moments with internal segmentation
Simulations-Funktionen (Yagis):	
.... Geometrie	2 1/2 dim
.... Multiple Reflektoren	yes
.... Strahler/Feeder	dipole, folded dipole
.... Anpaßglieder/Matching	no
.... Boomkorrektur/Bommcorr.	yes (NBS and DL6WU)
.... Yagigruppen/Arrays	yes
.... Umgebung/Environment	Free Space
.... Elektrische Parameter	
.... Richtfaktor/Directivity	yes
.... Richtdiagramm/Pattern	yes
.... Skineffekt	yes
.... Impedanz	yes
Sonderfunkt./Special Functions	Sweep
Leistungsumfang/Features	
.... Max. Zahl der Elemente/No. of El.	38
.... Geschwindigkeit/Speed (sec)	25 sec
Benutzerinterface/Userinterface	Menudriven, interactive
.... Parametereingabe/Param.-Input	Inbuilt editor
.... Ergebnisdarstellung/Display of Result	Screen
.... Num. Ergenbisse/Numerical Results	Screen
.... Diagramm/Pattern	Screen Graph
.... Strombelegung/Currents	Screen Graph
.... Print Screen/Plot	yes
.... Help-Funktion	no
Dokumentation	
.... Umfang (Seiten)/Pages	11
.... Qualität/Quality	medium
Bekannte Fehler/Bugs	no

einem Menü erfaßt, sondern in zwei getrennten für Reflektor und Speiseelement sowie in einem Direktormenü getrennt nach Längen und Abstand.

Das Reflektor/Driver Menü ist dreifach vorhanden und somit redundant. Das ist verwirrend und umständlich. Außerdem müssen zwei Menüs bedient werden, um die Direktorlängen und -abstände zu erfassen.

Nach dem Start kann ein Simulationslauf nicht abgebrochen werden.

Funktionen:

Alle notwendigen Funktionen sind vorhanden. Die Berechnung von Yagigruppen erfolgt über die phasenrichtige Multiplikation der Einzeldiagramme. Das ist nur eine Näherung, da die gegenseitige Verstimmung durch Verkopplung der Elemente nicht erfaßt wird.

Fehlerverhalten:

Fehlerhafte Daten werden nicht abgefangen. Startet man das Programm, ohne Daten einzugeben oder zu laden oder mit falschen Daten, erfolgt ein Programmabbruch. Es erfolgt kein Exception-Handling auf Programmebene, sondern das Programm muß neu gestartet werden. Bei der Dateneingabe ist die Reihenfolge wichtig. Wählt man zuerst das Untermenü 'Boomcorr', erfolgt ein Programmabbruch. Aktiviert man die 'PRINT SCREEN' Funktion, ohne daß der Drucker ONLINE ist, geht das Programm in eine Schleife.

Das Fehlerverhalten ist völlig ungenügend.

Dokumentation:

Die Dokumentation ist sehr sparsam. Die Installation ist ausreichend beschrieben. Die Bedienung ist einfacher durchVersuch und Irrtum als durch Lesen der Dokumentation zu lernen. Sie enthält keinerlei Angaben über das verwendete Verfahren und seine Genauigkeit bzw. Grenzen. Nur die Art der Boomkorrektur ist dokumentiert. Die zugehörigen Dateien werden nicht im Format beschrieben. Außerdem wird nicht zwischen Ergebnis- und Vorgabedaten getrennt. Das ist sehr ungeschickt und unstrukturiert. Beispielsimulationen sind vorhanden.

Handling:

Der Kopierschutz der gelieferten Diskette verlangt, daß zum Betrieb des Programm dauernd die Originaldiskette vom Rechner lesbar sein muß. Das ist keine elegante Lösung.

3.2.7 MN

MN ist kein eigenständiges Simulationsprogramm, sondern im Grunde nur eine Benutzeroberfläche für MININEC3. Daher weist es bezüglich der Simulationsqualität die gleichen Leistungsmerkmale wie MININEC3 auf, ist aber wegen seiner Benutzeroberfläche auf Yagisimulation beschränkt, obwohl MININEC3 beliebige Strukturen simulieren kann. (Durch Editieren von Yagi-Files können auch andere Strukturen erzeugt werden

Menüstruktur:

Das Menü ist nicht interaktiv, d.h. man editiert einen Yagi-Spezifikationsfile, der dann zur Ausführung gebracht wird. Die Ergebnisse kann man sich auf dem Bildschirm ansehen. Ein Editor für die Eingabedaten wird mitgeliefert, kann aber durch einen beliebigen Texteditor ersetzt werden. Der Editor jedoch erlaubt die einfache Spezifikation von Yagistrukturen und hält damit das komplizierte Eingabeformat von MININEC vom Benutzer fern. Fehlermeldungen werden erst bei der Übergabe der Dateien an MININEC erzeugt und sind so unspezifisch, daß es oft einige Anläufe braucht, bis die Struktur akzeptiert wird. Das Hauptmenü ist gegenüber MININEC leicht erweitert und erlaubt die Eingabe von Frequenzbereichen und -schritten.

Klassifikation Antennensimulationsprogramme (Classification)	
Name	MN
Version	3.54
Hersteller/Distributor	Brian Beezley, K6STI, 507-1/2 Taylor St., Vista, CA 92084
Hardware	AT
Coprocessor	w/ and w/o (Mit und Ohne)
Display Adapter	HGC, CGA, EGA, VGA
Drucker/Printer	Needle
Betriebssystem/Operating System	DOS
Speicherbedarf/Memory Req.	512 KB
Plattenplatzbedarf/Disk Space	
Methode/Method:	Moments (Underlying Program is MININEC3)
Simulations-Funktionen (Yagis):	See MININEC 3
Sonderfunkt./Special Functions	See MININEC3
Leistungsumfang/Features	
.... Max. Zahl der Elemente/No. of El.	13 (26 for symmetrical antennas)/127 pulses)
.... Geschwindigkeit/Speed (sec)	180
Benutzerinterface/Userinterface	semi-interactive
.... Parametereingabe/Param.-Input	Datafile with editor
.... Ergebnisdarstellung/Display of Result	Screen
.... Num. Ergenbisse/Numerical Results	Screen and output file
.... Diagramm/Pattern	Screen Graph
.... Strombelegung/Currents	Screen Graph and file
.... Print Screen/Plot	yes
.... Help-Funktion	no
Dokumentation	
.... Umfang (Seiten)/Pages	35
.... Qualität/Quality	good
Bekannte Fehler/Bugs	Systematic Frequency Offset (ca. 0.8 %)

Funktionen:

Die Grundfunktionen sind die gleichen wie bei MININEC, das jedoch in seiner Originalform wenig anwenderfreundlich ist. MN erlaubt ein erheblich vereinfachtes Eingabeformat und die Speicherung der Dateien für Korrektur und Wiederverwendung. Die VIEW-Funktion zeigt nicht die Liste der Koordinaten wie bei MININEC, sondern eine (drehbare) Projektion des Antennenmodells. Die graphische Ausgabe der Diagramme entspricht der von YO und NEC PC. Die Ausdrucke der Polardiagramme erscheinen auf den meisten Druckern oval. Da Skin-Verluste nicht gerechnet werden können (ist nur über den Trick der Einfügung von Widerstandslasten bei MININEC3 möglich) und wegen des systematischen Frequenzfehlers von ca. 1 % bei VHF-Yagis ist MN für die Simulation von optimierten Yagis problematisch.

Fehlerbehandlung:

Fehlerhafte Eingabedaten werden mit einer meist wenig aussagekräftigen Meldung abgewiesen. Abstürze wurden nicht beobachtet.

Dokumentation:

Die Dokumentation ist umfassend und enthält zahlreiche Beispiele und Tips für die Installation.

3.2.7 YO

Die Software YO (Yagi Optimizer) überschreitet den Funktionsumfang eines Simulationsprogramms, denn sie enthält einen automatischen Optimierer. Dies ist ein sehr interessantes Werkzeug, das in der Hand eines erfahrenen Entwicklers sinnvolle Ergebnisse hervorbringen kann. Es war zwar offensichtlich für den Entwurf von Kurzwellenyagis mit wenigen Elementen gedacht, ist aber schnell und mächtig genug, um damit auch an VHF/UHF-Antennen zu arbeiten. Obwohl der Experte weitere Optionen wie das "Einfrieren" von Teilstrukturen wünschen würde, ist mit der Vielzahl der einstellbaren Parameter bereits jetzt ein kritischer Umgang erforderlich. Die Optimierungsziele Gewinn, Diagramm, Bandbreite und Impedanz müssen sorgfältig ausbalanciert werden. Die Ergebnisse hängen stark von der Qualität des vorgegebenen Rohentwurfs ab. Der Optimierungsprozeß kann jederzeit unterbrochen werden, um von Hand Vorgaben und Abmessungen zu korrigieren. Der Fortgang der Optimierung wird auf dem Bildschirm laufend in Form von charakteristischen Daten und Rohdiagrammen bei bis zu drei Frequenzen, sowie Skizzen der Antennengeometrie und Strombelegung sichtbar gemacht.

Eine Optimierung kann nicht besser sein als die zugrundeliegende Simulation. Es kann keinesfalls erwartet werden, daß der Optimierer selbsttätig das 'ideale' Design einer Yagi findet. Wer ohne tiefgehendes Verständnis der Funktion von Yagis mit diesem Werkzeug arbeitet, wird bestenfalls gute Plots auf dem Bildschirm aber kaum gut funktionierende Antennen erhalten.

Menüstruktur:

Das Menü ist deutlich auf die Optimierungsaufgabe ausgerichtet. YO erwartet als Ausgangspunkt eine Liste von Dimensionen. Diese kann entweder mit dem mitgelieferten einfachen Editor geschrieben werden oder durch Aufruf und Abänderung eines vorhandenen Antennenfiles, der interaktiv erweitert, skaliert, umbenannt werden kann u.s.w. ohne den Originalsatz zu zerstören. Der Befehlscode ist auf Geschwindigkeit ausgelegt. In den meisten Fällen erfolgt die Aktion direkt nach Eingabe eines Zeichens, die jeweils aktiven Tasten sind hervorgehoben. Es sind so viele Plausibilitätsprüfungen eingebaut, daß es sehr schwierig ist einen irreparablen Fehler zu machen. Hilfstafeln und Optionsmenüs können als Overlayfenster aufgerufen und wieder weggeräumt werden. Ein Notizblock kann jederzeit aktiviert werden, um Anmerkungen am Datenfile anzubringen. Das Umschalten zwischen Editieren, Rechnen und Graphik ist einfach und schnell - die Software trägt die Handschrift eines Antennenentwicklers.

Es bleiben wenige Wünsche offen, aber die Unterstützung einer Maus könnte die Handhabung noch eleganter machen. Als nachteilig wird der Kopierschutz empfunden, der verhindert, daß das Programm auf mehreren PC gleichzeitig verfügbar ist. Er führt bei manchen DOS-Versionen zu Problemen.

Funktionen:

Nach Angaben des Urhebers wird ein schneller Algorithmus verwendet, dessen Abweichungen von langsameren aber genaueren Verfahren durch Korrekturfaktoren ausgeglichen werden. Außer bei Antennen mit sehr niedriger Eingangsimpedanz oder sehr kleinen Elementabständen (Hinweis in der Dokumentation!) - das kann jetzt schon vorweg gesagt werden - ist die Übereinstimmung mit NEC für Gewinn und Diagramm ausgezeichnet, für die Impedanz nicht ganz so gut. **Das gilt allerdings für ältere Versionen als YO 4.0 nicht.**

Dicke und dünne Elemente werden gleich gut modelliert, gestufte Elementdurchmesser und Montageplatten können berücksichtigt werden. Die Boomkorrektur muß von Hand vorgenommen werden, eine Korrekturformel (DL6WU/G3SEK) ist angegeben. Die Umrechnung auf

Klassifikation Antennensimulationsprogramme (Classification)	
Name	YO
Version	4.1
Hersteller/Distributor	Brian Beezley, K6STI, 507-1/2 Taylor St., Vista, CA 92084
Hardware	AT
Coprocessor	w/ and w/o (Mit und Ohne)
Display Adapter	HGC, CGA, EGA, VGA
Drucker/Printer	needle
Betriebssystem/Operating System	DOS
Speicherbedarf/Memory Req.	300 KB
Plattenplatzbedarf/Disk Space	
Methode/Method:	Moments ??? (Is not sure. Speed indicates impedance matrix method with sinusoidal current profile)
Simulations-Funktionen (Yagis):	
.... Geometrie	2-dim
.... Multiple Reflektoren	no
.... Strahler/Feeder	dipole and 2-dipole feed
.... Anpaßglieder/Matching	beta, gamma, T
.... Boomkorrektur/Bommcorr.	no
.... Yagigruppen/Arrays	yes, 2 yagis vertical
.... Umgebung/Environment	Free Space and perfect conducting earth
.... Elektrische Parameter	
.... Richtfaktor/Directivity	yes
.... Richtdiagramm/Pattern	yes
.... Skineffekt	yes
.... Impedanz	yes
Sonderfunkt./Special Functions	Optimizer, Scaling, Taper, Sweep
Leistungsumfang/Features	
.... Max. Zahl der Elemente/No. of El.	50
.... Geschwindigkeit (sec)	< 1
Benutzerinterface/Userinterface	Menudriven, Interactive
.... Parametereingabe/Param.-Input	inbuilt screen editor
.... Ergebnisdarstellung/Display of Result	screen
.... Num. Ergenbisse/Numerical Results	screen
.... Diagramm/Pattern	screen graph
.... Strombelegung/Currents	screen graph
.... Print Screen/Plot	yes
.... Help-Funktion	yes
Dokumentation	
.... Umfang (Seiten)/Pages	35
.... Qualität/Quality	good
Bekannte Fehler/Bugs	Inaccurate for small element distances, low input impedance and large diameter.

andere Frequenzen oder Elementdurchmesser ist einfach möglich. Ein Gütefaktor für den Gewinn wird durch Vergleich mit einer wählbaren Gewinnkurve berechnet. Man kann ein Frequenzband vorgeben und Graphen für G, F/B, Z und SWR zeichnen lassen. Die Richtdiagramme können polar oder karthesisch in verschiedenen Maßstäben dargestellt werden, ein schneller Wechsel zu einem Vergleichsdiagramm ist möglich. Die Leitfähigkeit der Elemente kann man numerisch eingeben oder aus einer Werkstofftabelle wählen. Die Bodenleitfähigkeit wird, wenn gewünscht, berücksichtigt. Die Berechnung gestockter Antennen ist nur für symmetrische Stockung in der H-Ebene möglich. Die Yagi-Strukturen müssen eben sein und nur einen Reflektor enthalten. Doppeldipole sind zulässig. Für Benutzer, die an der Genauigkeit der Ergebnisse zweifeln, wird eine Kontrolle mit NEC empfohlen (siehe 4.2.1). Sie zeigt, daß bei der Gewinnmaximierung in der Regel die letzten 2 bis 3 Zehntel-dB irrelevant sind. Man hüte sich daher vor Gewinnfetischismus!

Dokumentation:

Eine umfassende Dokumentation wird als Textdatei mitgeliefert. Sie enthält Beispiele, Installationshinweise und viele weitere Optionen, die anstelle der Standardwerte eingesetzt werden können.

Handling und Probleme:

Das Copy-Protection Schema ist nicht sehr glücklich. Es kann leicht passieren, daß die Originaldisketten unlesbar werden und man den Schlüssel nicht zurückspeichern kann. Das sollte anders gelöst werden. Die Polarplots werden leider auf dem Drucker nicht kreisförmig, sondern sind gestaucht und verzerrt.

3.2.8 MININEC3

Diese Software wurde im Naval Ocean Systems Center von den gleichen Leuten wie NEC-II entwickelt und ist als Public- Domain-Programm ohne Dokumentation verbreitet worden. Das Handbuch ist nur über U.S.-Regierungsdienststellen erhältlich. Zur Zeit seiner Entwicklung vor ca. 10 Jahren war MININEC ein großer Schritt vorwärts gegenüber den Programmen vom Lawson-Typ, da es erstmals die Momentenmethode auch PC-Benutzern zugänglich machte. MININEC3 wird in einigen Variatonen verwendet. Die bekanntesten sind MN und ELNEC, die MININEC3 in eine Menüoberfläche integriert haben. Mittlerweile ist MININEC3, wie man deutlich sagen muß, veraltet und kann allenfalls noch in Benutzerschalen wie MN sinnvoll angewandt werden.

Menüstruktur:

MININEC ist eigentlich ein Stapelprogramm. Es liest aber keine vorgefertigten Eingabedateien und speichert sie auch nicht. Die Daten müssen von Hand eingegeben werden und gehen nach dem Programmlauf verloren - natürlich auch bei Fehlern. Die einzige Andeutung eines Menüs ist ein Halt nach der erfolgreichen Prüfung der Eingabedatei mit der Möglichkeit, aus einer Befehliste den gewünschten Umfang der Berechnung zu wählen. Die Ausgabe geschieht in Form von Listen.

Funktionen:

Obwohl erstaunlich viele der in NEC vorhandenen Berechnungsmöglichkeiten auch in MININEC verfügbar sind (wie Vielfachspeisung, komplexe Erregung, Belastung von Segmenten, idealer oder nichtidealer Boden) ist die Verwendbarkeit durch die geringe Zahl zulässiger Leitersegmente stark eingeschränkt. Nimmt man den Standardwert von 10 Segmenten pro Element an, kann man Yagis mit mehr als einem Dutzend Elemente nur noch als Monopole über einer leitenden Ebene modellieren. Das verdoppelt die Kapazität und ist auch bei kleineren Antennen

Klassifikation Antennensimulationsprogramme (Classification)	
Name	MININEC
Version	3.13
Hersteller/ .	ACES, Public Domain/Part of NEEDS 2.0
Hardware	AT
Coprocessor	yes
Display Adapter	n/a
Drucker/Printer	needle
Betriebssystem/Operating System	DOS
Speicherbedarf/Memory Req.	500 KB
Plattenplatzbedarf/Disk Space	
Methode/Method:	Moments with Pulse-Basisfunctions
Simulations-Funktionen (Yagis):	
.... Geometrie	3-dim
.... Multiple Reflektoren	yes
.... Strahler/Feeder	any structure
.... Anpaßglieder/Matching	any structure
.... Boomkorrektur/Bommcorr.	no
.... Yagigruppen/Arrays	yes, but limited by small number of segments
.... Umgebung/Environment	Free Space and conducting earth
.... Elektrische Parameter	
.... Richtfaktor/Directivity	yes
.... Richtdiagramm/Pattern	yes
.... Skineffekt	no
.... Impedanz	yes
Sonderfunkt./Special Functions	
Leistungsumfang/Features	
.... Max. Zahl der Elemente/No. of El.	13 (26)/127 segments
.... Geschwindigkeit/Speed (sec)	ca. 200
Benutzerinterface/Userinterface	
.... Parametereingabe/Param.-Input	direct/interpretative
.... Ergebnisdarstellung/Display of Result	
.... Num. Ergenbisse/Numerical Results	file
.... Diagramm/Pattern	file
.... Strombelegung/Currents	file
.... Print Screen/Plot	no
.... Help-Funktion	no
Dokumentation	
.... Umfang (Seiten)/Pages	50
.... Qualität/Quality	good
Bekannte Fehler/Bugs	systematic frequency offset (ca. 0,8 %)

zu empfehlen, da die Rechenzeit auf ein Viertel sinkt. MININEC berücksichtigt Endeffekte nicht, der Strom am Elementende wird immer als null angenommen. Dicke Elemente werden vermutlich deshalb weniger genau berechnet und es existiert ein genereller Frequenzfehler zwischen 0.5 und 1%. Die Laufzeiten auf PC vom XT-Typ können im Stundenbereich liegen, deshalb gehört die am Anfang jedes Laufs gegebene Zeitschätzung zu den wenigen angenehmen Zügen des Programms. Der Lauf kann jederzeit abgebrochen werden.

Fehlerbehandlung:
Diese fehlt fast völlig. Es gibt lediglich eine Syntaxprüfung der Eingabedaten, die zu Meldungen wie "too many pulses" führen kann. Programmschleifen sind nicht ausgeschlossen.

Dokumentation:
Zur getesteten Version lag kein Handbuch vor. Nach früheren Ausgaben zu urteilen ist die Dokumentation umfangreich und, da an den Wissenschaftler gerichtet, schwer verständlich.

3.2.9 ELNEC

ELNEC besteht aus einem modifiziertem MININEC3 und einer Benutzeroberfläche, welche die Bedienung vereinfacht und Bildschirmausgaben unterstützt.

Menüstruktur:
Das Menü besteht nur aus einem Bildschirm, der nicht weiter in Pop-UP Untermenus verzweigt.. Die Ergebnisse kann man sich auf dem Bildschirm ansehen, in eine Datei ablegen oder drucken. Ein Editor für die Eingabedaten ist integriert. Der Editor erlaubt Spezifikation von Yagistrukturen , hat aber, da er allgemein gehalten ist, die komplizierte Eingabestruktur von MININEC beibehalten. Das erleichtert die Spezifikation von Yagi-Strukturen nicht.

Die Bedienung des Menüs ist unübersichtlich, umständlich und schwierig.

Funktionen:
Die Grundfunktionen sind die gleichen wie bei MININEC, erlaubt aber ein vereinfachtes Eingabeformat und die Speicherung der Dateien für Korrektur und Wiederverwendung. Die VIEW-Funktion zeigt nicht die Liste der Koordinaten wie bei MININEC, sondern eine Projektion des Antennenmodells.

Als zusätzliche Funktionen gibt es die Möglichkeit, leitenden Boden mit frei wählbarer Leitfähigkeit zu rechnen. Weiterhin werden Skin-Verlust gerechnet, sogar für magnetische Materialien. Der Vergleich der Ergebnisse für Skin-Verluste mit NEC-II zeigt eine exzellente Übereinstimmung.

Fehlerverhalten:
Die Eingabedaten werden geprüft und bei fehlerhaften oder unsinnigen Eingabe zurückgewiesen. Abstürze wurden nicht beobachtet.

Dokumentation:
Die Dokumentation ist umfassend und enthält zahlreiche Beispiele und Tips für die Installation.

Klassifikation Antennensimulationsprogramme (Classification)	
Name	ELNEC
Version	2.08N
Hersteller/Distributor	Roy Lewallen, W7EL
Hardware	AT
Coprocessor	w/ and w/o
Display Adapter	n/a
Drucker/Printer	needle,HP Laserjet
Betriebssystem/Operating System	DOS
Speicherbedarf/Memory Req.	500 KB
Plattenplatzbedarf/Disk Space	
Methode/Method:	Moments with Pulse-Basisfunctions, enhanced MININEC3 code
Simulations-Funktionen (Yagis):	
.... Geometrie	3-dim
.... Multiple Reflektoren	yes
.... Strahler/Feeder	any structure
.... Anpaßglieder/Matching	any structure
.... Boomkorrektur/Bommcorr.	no
.... Yagigruppen/Arrays	yes, but limited by small number of pulses
.... Umgebung/Environment	Free Space and earth with any conductivity
.... Elektrische Parameter	
.... Richtfaktor/Directivity	yes
.... Richtdiagramm/Pattern	yes
.... Skineffekt	yes
.... Impedanz	yes
Sonderfunkt./Special Functions	Scaling
Leistungsumfang/Features	
.... Max. Zahl der Elemente/No. of El.	13 (26)/127 Pulses
.... Geschwindigkeit/Speed (sec)	200
Benutzerinterface/Userinterface	Menu Driven
.... Parametereingabe/Param.-Input	
.... Ergebnisdarstellung/Display of Result	screen
.... Num. Ergenbisse/Numerical Results	screen
.... Diagramm/Pattern	screen
.... Strombelegung/Currents	screen
.... Print Screen/Plot	yes
.... Help-Funktion	no
Dokumentation	
.... Umfang (Seiten)/Pages	75
.... Qualität/Quality	good
Bekannte Fehler/Bugs	

4. Yagi-Grundlagen: Funktionsweise, Entwurf und Messung

4.1 Strahlungsmechanismus

Struktur parasitärer Anordnungen

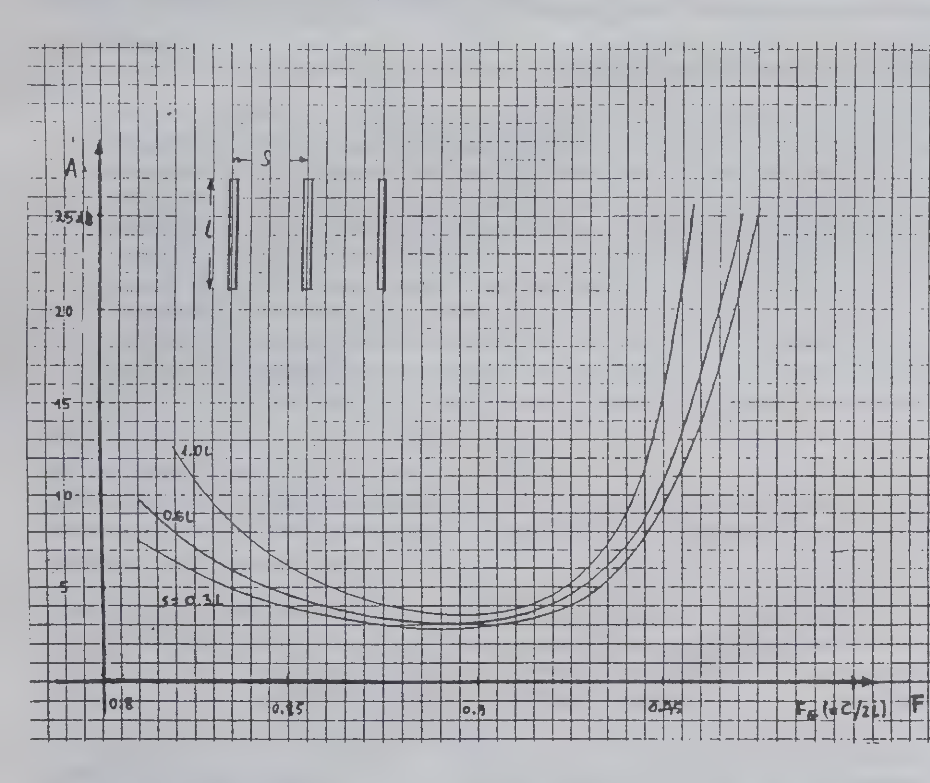
Wie im vorigen Kapitel gezeigt, genügt für die Berechnung der Strahlungseigenschaften einer Antenne die Kenntnis der Orte, Amplituden und Phasen aller darauf fließenden Ströme. Man könnte also eine beliebige Anordnung von Leitern, die von einem gespeisten Element erregt werden, als parasitäre Antenne ansehen und ihr Strahlungsverhalten ermitteln. Tatsächlich ist die NEC-Software, von der noch die Rede sein wird, zum Teil genau dafür entwickelt worden: den Einfluß beliebig angeordneter Leiter wie Kabel, Seile und Masten auf die Strahlungseigenschaften von (Schiffs-) Antennen zu berechnen. Obgleich es sehr beruhigend ist zu wissen, daß jede erdenkliche Struktur analysiert werden könnte, hilft das dem Konstrukteur herzlich wenig beim ersten Entwurf. Ein genauerer Blick auf eine Yagi-Antenne zeigt, daß diese scheinbar so einfache Struktur eine verwirrende Anzahl von Parametern und Variablen besitzt und zum Verständnis Grundkenntnisse der physikalischen Prinzipien erforderlich sind. Das gilt vor allem für lange Antennen dieses Typs; über kurze Yagis ist vermutlich genug geschrieben worden und es ist auch kein allzugroßes Problem, mit drei oder vier Elementen so lange zu jonglieren, bis ein optimiertes Verhalten erreicht ist. Wenn weitere Elemente hinzukommen, stellt sich aber bald heraus, daß nicht alles, was für kurze Antennen gilt, auch bei langen stimmt - etwas allgemeineres als die Element-für-Element-Methode wird benötigt.

Die Langyagi-Anordnung

Wenn man in die ursprünglichen Veröffentlichungen von H. Yagi und S. Uda von ca. 1926 schaut, stellt man fest, daß sie eigentlich die LANG-"Yagianordnung" erfunden haben. Sie fanden, daß eine Leiter-Anordnung von knapp $\lambda/2$ langen Dipolen in weniger als $\lambda/2$ Abstand sich wie ein Wellenleiter verhält und, wenn er unterbrochen wird, wie eine Richtantenne. Die nannten diese Struktur "Wellenkanal" und die Elemente "Wellendirektoren". Es ist wichtig festzuhalten, daß eine nicht unterbrochene Yagianordnung keine Antenne ist. Sie strahlt nicht, sondern leitet die HF-Energie längs ihrer Oberfläche, bis sie entweder von einer Last aufgenommen oder durch interne Verluste aufgezehrt wird.

Yagi-Wellenleiter

Yagis Wellenkanäle waren homogen (alle Elemente gleichlang und in gleichen Abständen). Läßt man die Verluste außer acht, fließt in einem solchen (oder jedem anderen) homogenen Wellenleiter an jedem Punkt die gleiche Leistung und alle Elementströme sind gleich. Dieser Zustand kennzeichnet eine Wanderwelle. Die logische Folgerung ist, daß man die Leitung inhomogen machen muß, damit sie strahlt. Das kann man durch lokale Änderung der Parameter erreichen oder im einfachsten Fall durch Abbruch der Leitung. Zum besseren Verständnis sehen wir uns noch einmal die Geometrie einer Yagi-Leitung an. Länge und Abstand der Elemente bestimmen die Phasengeschwindigkeit der sich darauf ausbreitenden Welle. Je länger die Elemente und je kleiner die Abstände werden, desto langsamer wird die Welle, ihre Geschwindigkeit wird zu null, wenn die Elemente resonant werden, also elektrisch $\lambda/2$ lang - der bekannte Effekt des "Umschlagens" von Direktoren in Reflektoren. Damit ist die obere Frequenzgrenze des Paßbandes erreicht, falls nicht schon vorher die Abstände 1/2 Wellenlänge überschreiten, wodurch die Kopplung verloren geht. Die untere Grenze des Paßbandes ist weniger genau definiert. Wenn die Elemente im Verhältnis zur Wellenlänge kürzer werden, steigt die Phasengeschwindigkeit und nähert sich der Freiraum-Lichtgeschwindigkeit c. Gleichzeitig wird es



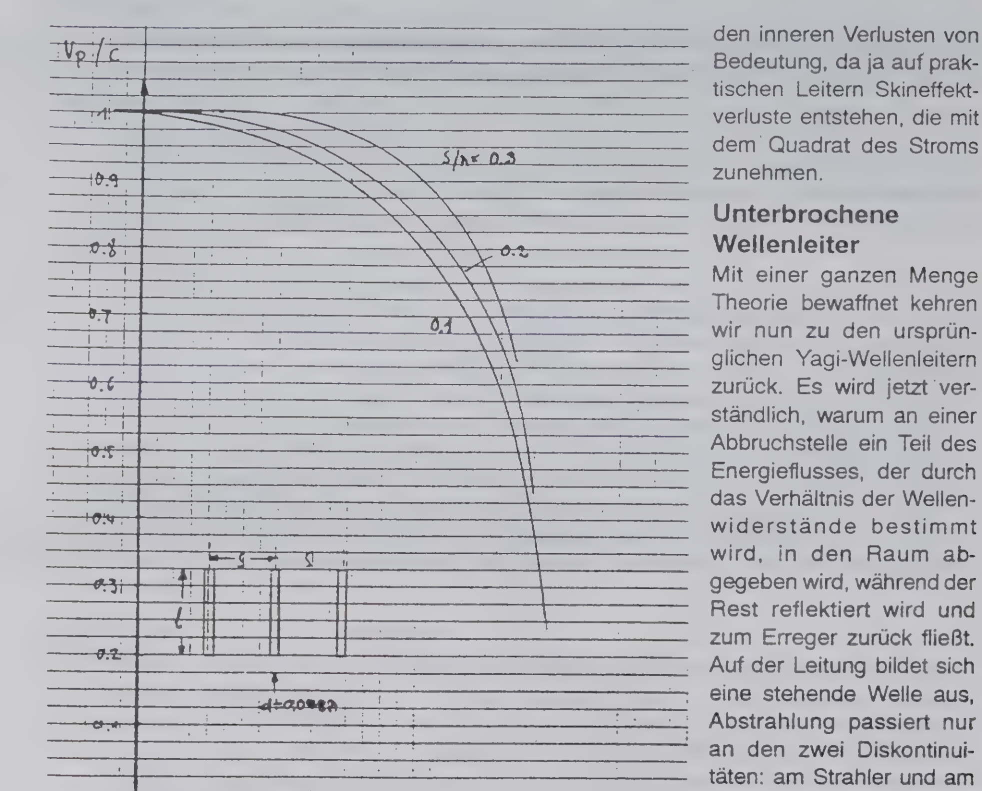
Bild/Figure 1:

Bandpass Characteristic of a typical homogeneous Yagi Waveguide versus element spacing

schwieriger, Energie in die Leitung einzukoppeln und darin zu halten, da die Elemente zu weit von der Resonanz entfernt sind.

Künstliches Dielektrikum

Eine andere Erklärung für die Wirkungsweise einer Yagi-Struktur beruht auf der Analogie zu einem dielektrischen Stab. Man kann die reduzierte Phasengeschwindigkeit einer Dielektrizitätskonstanten bzw. einem Brechungsindex größer als eins zuschreiben; die Welle wird geführt, indem sie zum "dichteren Medium" hin gebrochen wird. Diese Brechung hört natürlich auf, wenn die Phasengeschwindigkeit gleich der Lichtgeschwindigkeit wird, also beide Medien den gleichen Brechungsindex haben. Die enge Analogie zwischen Yagis und dielektrischen Stabantennen führt zu einer weiteren interessanten Überlegung: Im freien Raum ist der Quotient aus elektrischer und magnetischer Feldstärke stets gleich 377 Ohm, dem Freiraumwellenwiderstand. Auf der "Leitung" ist er infolge der höheren Dielektrizitätskonstanten reduziert und zwar um einen Faktor, der dem Verhältnis der Phasengeschwindigkeiten entspricht. Diese Betrachtungsweise erklärt auch zwanglos, warum bei elektrisch länger werdenden Elementen, also niedrigerem Wellenwiderstand, die Ströme anwachsen. Dieser Punkt ist im Zusammenhang mit



Bild/Figure 2:

Phase velocity versus elements length and spacings

den inneren Verlusten von Bedeutung, da ja auf praktischen Leitern Skineffektverluste entstehen, die mit dem Quadrat des Stroms zunehmen.

Unterbrochene Wellenleiter

Mit einer ganzen Menge Theorie bewaffnet kehren wir nun zu den ursprünglichen Yagi-Wellenleitern zurück. Es wird jetzt verständlich, warum an einer Abbruchstelle ein Teil des Energieflusses, der durch das Verhältnis der Wellenwiderstände bestimmt wird, in den Raum abgegeben wird, während der Rest reflektiert wird und zum Erreger zurück fließt. Auf der Leitung bildet sich eine stehende Welle aus, Abstrahlung passiert nur an den zwei Diskontinuitäten: am Strahler und am offenen Leitungsende. Auf der Leitung herrscht abgesehen von der stehenden Welle eine gleichmäßige Verteilung der Stromamplituden, es geht auf dem Weg (außer durch ohmsche Verluste) keine Energie verloren. Das resultierende Strahlungsdiagramm ist reich an großen Nebenzipfeln. Bild 3 illustriert dieses Verhalten, es zeigt Stromverteilung und Strahlungsdiagramm einer homogenen Yagiantenne mit 25 Direktoren.

Verteilte Diskontinuität

Die Nachteile der homogenen Struktur lassen sich vermeiden, indem man die Diskontinuität und damit die Abstrahlung über die ganze Länge verteilt. Man erreicht dies durch ein kontinuierlich gestuftes Profil der Elementlängen und Abstände. Auf einer optimierten Struktur dieser Art nehmen die Elementströme vom Strahler an zum Antennenende hin stetig ab. Es tritt am offenen Ende kaum Reflexion auf, da die Anordnung als Exponentialtransformator zum Wellenwiderstand des freien Raums wirkt. Bandbreite und Nebenzipfelunterdrückung wachsen immens. Bild 4 zeigt Ströme und Diagramm einer Antenne, die gleiche Länge und Elementanzahl aufweist, wie die in Bild 3, aber nach dem DL6WU-Profil abgestuft ist. Bis jetzt gibt es keine vollständige

Theorie für die Zusammenhänge zwischen den Optimierungskriterien wie Richtdiagramm, Wirkungsgrad und Speisewiderstand und der exakten Verteilung der Ströme und Phasen. Es existiert allerdings eine alte Theorie von Lo, Lee und Lee, die für maximalen Gewinn von Längsstrahlern eine monotone Abnahme der Amplituden und Phasendifferenzen über die ganze Länge fordert. Deshalb ist es wichtig, die Stromverteilung angezeigt zu sehen, wenn man Veränderungen an einem Entwurf vornimmt. Die Erfahrung hat gezeigt, daß Yagis mit einem zerklüfteten Stromprofil selten gute Allroundeigenschaften besitzen und daß die Elemente mit abnorm hohen oder niedrigen Strömen die ersten Kandidaten für "chirurgische Eingriffe" sind.

Optimieren von Yagi-Antennen

Modellrechnungen an Antennen dienen fast immer dem Zweck, eine verbesserte Lösung für ein Entwurfsproblem zu finden oder zu verifizieren. Das bedeutet, daß alle relevanten Daten angezeigt werden müssen, nämlich Gewinn, Nebenzipfeldämpfung (nicht nur der erste, sondern das ganze Panorama), Vor-Rück-Verhältnis (am besten in Bezug auf den größten Rückzipfel), Speiseimpedanz (beide Komponenten) und Wirkungsgrad bzw. interner Verlust. Diese Zahlen sind nicht unabhängig voneinander, maximaler Gewinn ist beispielsweise nicht verträglich mit extrem guten Werten der anderen Daten. Ein gutes Simulationsprogramm sollte deshalb den Benutzer über die Kompromisse informieren, die er für die Verbesserung einer Größe in Kauf nimmt. Es ist auch nicht sinnvoll, verschiedene Entwürfe zu vergleichen, wenn nicht alle genannten Werte zur Verfügung stehen. Der Gewinn als wichtigste Optimierungsgröße sollte zusätzlich im Vergleich mit einer der gängigen Gewinn-Längen-Kurven* angezeigt werden, da es noch keine gültige Formel für den erzielbaren Maximalgewinn gibt. Ein weiterer wichtiger Punkt ist die Frequenzabhängigkeit aller Daten, deshalb muß die Möglichkeit bestehen, die Arbeitsfrequenz zu verschieben oder zu wobbeln. Um die Auswirkung von Änderungen zu beurteilen sollten die Daten "vorher" und "nachher" leicht vergleichbar zur Verfügung stehen. Es bedarf kaum der Erwähnung, daß eine benutzerfreundliche Bedieneroberfläche und gute Graphik die Arbeit enorm erleichtern, aber es sollte ebenso klar sein, daß eine sinnvolle Optimierungsarbeit überhaupt nicht möglich ist, wenn auch nur einer der wichtigen Werte fehlt oder - vielleicht noch schlimmer - mit zweifelhafter Genauigkeit ausgegeben wird.

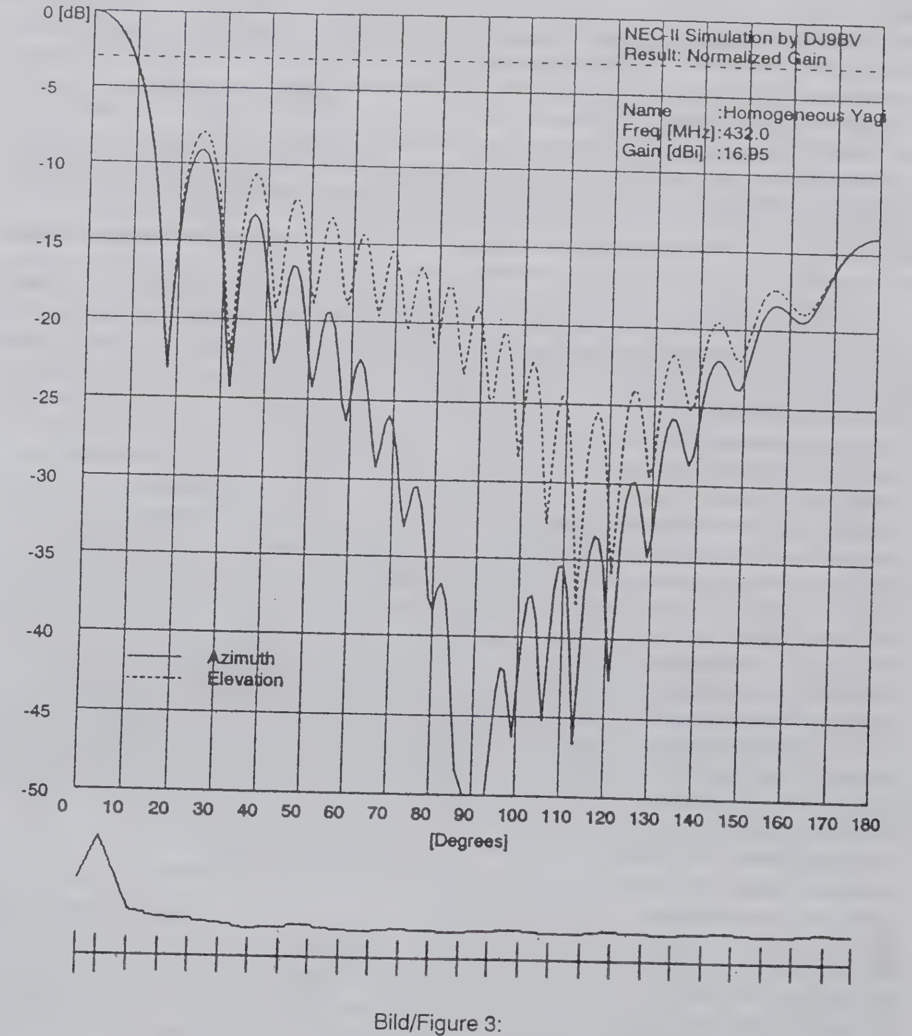
Grenzen der Optimierung

Wie schon gesagt gibt es keine endgültigen Regeln für die Maximalwerte der verschiedenen Kenngrößen und ihre gegenseitige Abhängigkeit, es gibt jedoch so viel praktische Erfahrung, daß konkrete Aussagen möglich sind.

Gewinn:

Das Hauptziel jeder Optimierung ist der Gewinn, immer in der Hoffnung, dabei möglichst viele der sekundären Ziele zu erhalten. Der Gewinn wird durch den resultierenden Stromvektor der ganzen Antenne aus der Sicht des entfernten Ziels bestimmt; ihn zu maximieren bedeutet immer in irgend einer Weise, die Elementströme zu vergrößern. Die Ströme erhöhen sich mit Annäherung an die Resonanz, also Verlängerung, und durch geringere Abstände. Das funktioniert in der Theorie bestens, hat aber in der Praxis unangenehme Folgen: niedrigeren Wellenwiderstand und damit auch Speisewiderstand und höhere ohmsche Verluste. Besonders diese machen sich im UKW-Bereich weit mehr bemerkbar als auf Kurzwellen, weil die Eindringtiefe kleiner ist und die (vielen!) Elemente dünner sind. Tatsächlich wird die gemessene Gewinn-Frequenzkurve nahezu immer durch die Verluste eingeengt, die auf der hochfrequenten Flanke anfangen, den Gewinn aufzu-

* *Der experimentell ermittelte Gewinn von DL6WU-Yagis folgt der Gleichung: G [dBD] = 7,773*LOG(L/WL) + 9,28*



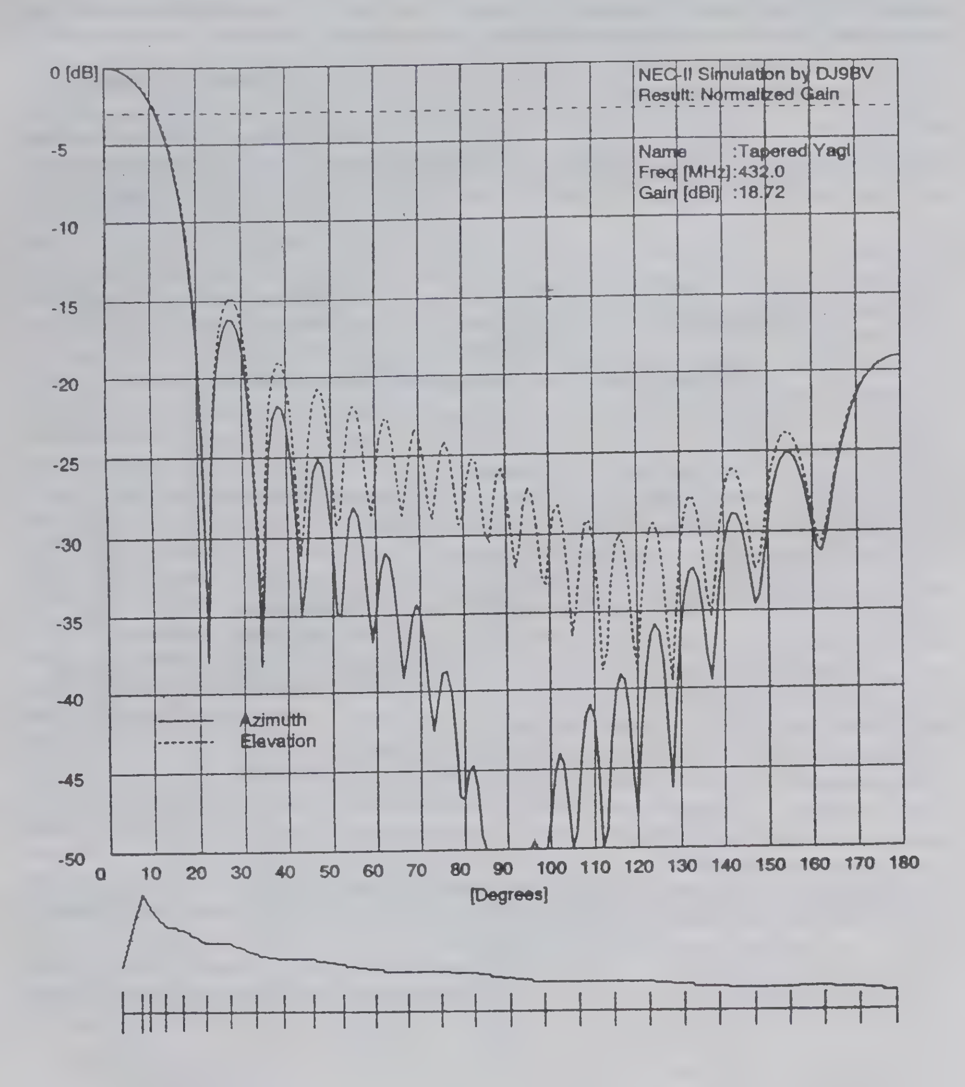
Bild/Figure 3:

Pattern and current distribution of a homogeneous Yagi

zehren. Aus diesem Grund liefern alle Programme, die den Skineffekt nicht berücksichtigen, falsche Werte für Frequenz und Höhe des Gewinnmaximums. Eine grobe Abschätzung des ohne kritische Nebeneffekte erzielbaren Gewinns liefert die DL6WU-Gewinnkurve (s.u.).

Richtdiagramm:

Zur Vermeidung von Störstrahlung und -empfang ist es wünschenswert, die Nebenkeulen so weit wie möglich zu unterdrücken. Im Prinzip heißt Reduzierung der Nebenzipfel mehr



Bild/Figure 4:

Pattern and current distribution of Yagi with tapered directors (DL6WU)

Energie in der Hauptkeule, aber das hat Grenzen. Bei Flächen- und Aperturantennen führt eine gleichmäßige Verteilung der Strahlungsleistung über die ganze Fläche zu maximalem Gewinn und automatisch zu einem ersten Nebenzipfel von -18 dB - analog zu den unvermeidlichen Beugungsringen in der Optik. Ähnliches gilt auch für Yagis. Wenn der erste Nebenzipfel weniger als 15 dB oder mehr als 20 dB unter der Hauptkeule liegt, ist die Antenne mit Sicherheit nicht optimal. Alle Nebenkeulen höherer Ordnung sowie die Rückkeulen können (und sollten) auf -25 dB oder mehr abgesenkt werden, ohne den Gewinn zu beeinträchtigen.

Bandbreite:

Die maximal nutzbare Bandbreite einer Yagiantenne ist immer kleiner als das Durchlaßband des zugrundeliegenden Yagi-Wellenleiters, d.h. etwa 10%. Innerhalb dieses Bandes erreicht der Gewinn sein Maximum, zwischen den -1 dB-Punkten verbleiben auch bei den längsten Antennen 3-5%, was allerdings nur für gestufte Profile mit geringer Endreflexion gilt. Die Arbeitsbandbreite wird weiter eingeschränkt durch die Anpassung ån die Speiseleitung. Auf der hochfrequenten Seite der Gewinnkurve fällt der Speisewiderstand, wie schon erläutert, schnell ab. Das erfordert ein höheres Transformationsverhältnis, der Frequenzbereich wird kleiner und die Verluste größer. Trotz des geringfügig niedrigeren Gewinns ist es deshalb meist ratsam, die Arbeitsfrequenz etwas unterhalb des Gewinnmaximums zu legen. Es ist übrigens ein Irrglaube, daß der Elementdurchmesser an all diesen Effekten nennenswert etwas ändert. Auch der Gewinn ist davon weitestgehend unabhängig.

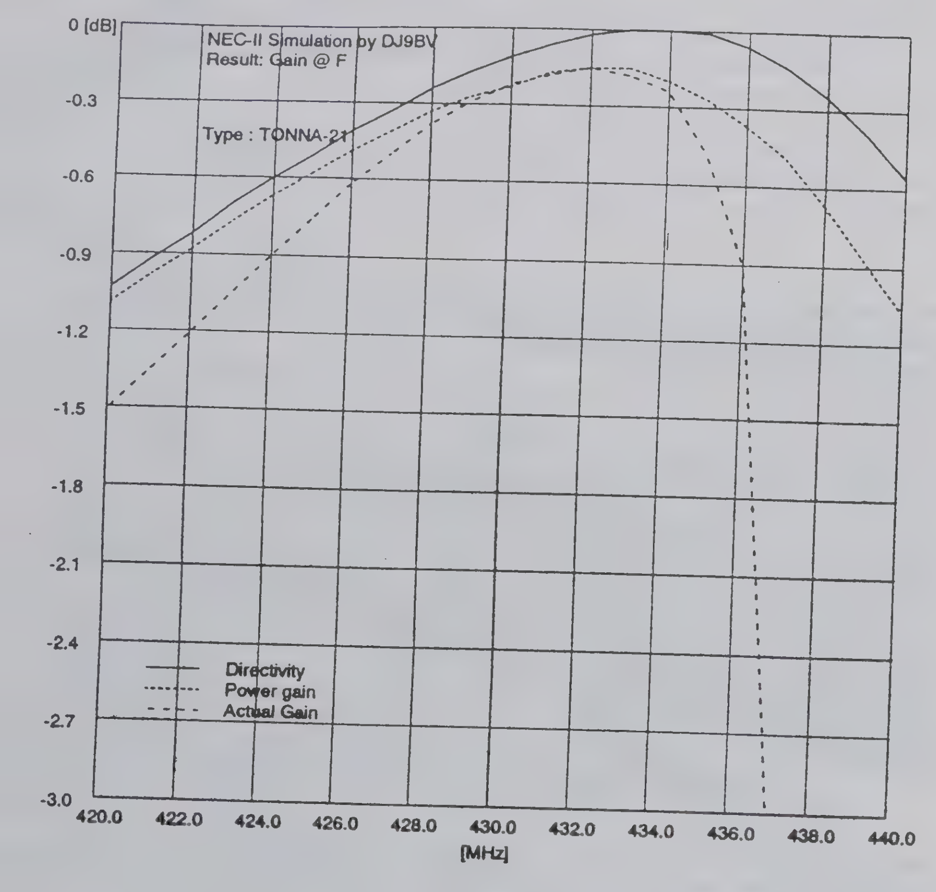
Wirkungsgrad und Fußpunktimpedanz:

Versuche, das letzte Zehntel-dB aus einer Yagi herauszuquetschen, führen unweigerlich zu hohen Elementströmen und niedriger Speiseimpedanz. Daraus resultieren erhöhte Skineffektverluste, die nicht nur den Gewinn mindern, sondern bei Low-Noise-Anwendungen wie EME zu zusätzlichem Rauschen führen. 0.2 dB mehr ohmsche Verluste können leicht 1 dB geringere Empfindlichkeit des Systems verursachen! Die unerwünschten Effekte der niedrigen Speiseimpedanz wurden bereits erwähnt. Als praktische Regel wird empfohlen, die ohmschen Verluste auf 0.1 dB zu begrenzen und den Fußpunktwiderstand (an einem offenen Dipol) nicht unter 25 Ohm sinken zu lassen. "Optimierungen", die Speise- und Verlustwiderstand außer acht lassen, sind Zeitverschwendung.

Die o.a. Zusammenhänge werden beim Betrachten der Gewinnbandbreite einer TONNA-21 in Bild 5 belegt. Kurve a zeigt den Verlauf der Richtwirkung (ohne Verluste!) mit der Frequenz, Kurve b zeigt den Leistungsgewinn (berücksichtigt die Verluste) und Kurve c zeigt schließlich den Leistungsgewinn abzüglich Anpaßverlust. Diese Kurven wurden durch Simulation mit NEC-II gewonnen.

Automatische Optimierung

Einige Antennenberechnungsprogramme bieten eine Funktion "Automatische Optimierung" an. Eine gründliche Analyse dieser Werkzeuge sprengt den Rahmen dieser Abhandlung, hier können nur ein paar allgemeine Bemerkungen dazu gemacht werden. Alle derzeit verfügbaren Optimierer sind "kurzsichtig". Sie arbeiten nach einem Gradientensuchverfahren; wenn sie nicht bereits auf der Flanke des höchsten "Gewinnberges" gestartet werden, landen sie unweigerlich auf einem Nebenmaximum. Diese Gefahr ist bei vielelementigen UKW-Yagis extrem groß, auch wenn das gleiche Programm bei KW-Antennen mit wenigen Elementen (und Variablen) vernünftige Resultate liefern mag. Optimierer können allerdings beim Feinschliff eines schon fast



Bild/Figure 5:

TONNA-21 (Yagi for 432 MHz): Gain versus Frequency

Graph a:	Directivity D
Graph b:	Power Gain P = $D \times \eta$ (η Efficiency)
Graph c:	Actual gain = $P \times ML$ ($ML = 1 - r^2$)

ausgereizten Entwurfs sehr hilfreich sein. Hier wird wieder deutlich, wie wichtig eine gute Benutzeroberfläche für eine Entwurfssoftware ist, weil manuelle Eingriffe und schnelle Anzeige der Auswirkungen erforderlich sind.

4.2 Leistungsvergleiche

Wenn man die Güte einer Simulation oder Optimierung überprüfen will, muß man sie mit allgemein akzeptierten Bezugsdaten vergleichen. Im Prinzip müßte man also die betreffende Antenne aufbauen und auf einer Präzisionsmeßstrecke vermessen. Auch solche Messungen

haben allerdings ihre Grenzen. Beispielsweise sind lange VHF/UHF-Yagis in aller Regel zu groß für Absorberhallen und müssen deshalb im Freifeld gemessen werden. Die nächsten Abschnitte sollen Anhaltspunkte für die zu erwartende Genauigkeit geben.

Freifeldmessungen

Wenn nicht besondere Anforderungen an die Genauigkeit gestellt werden, wie bei der Kalibrierung von Gewinnormalen, wird auf Antennenmeßplätzen nach der EIA-Norm 136 verfahren. Diese Norm legt Mindestanforderungen an diverse Parameter fest, so beispielsweise an die Feldhomogenität: weniger als 0.5 dB Variation im Drehvolumen des Meßobjekts. Man findet kaum eine Amateur-Meßstrecke, bei der diese Grundforderung erfüllt oder auch nur geprüft wird. Aus eigener Erfahrung schätzen wir die Genauigkeit, die bei guten professionellen Freifeldmessungen erzielt wird, etwa wie folgt:

Gewinn (verglichen mit Gewinnormal)		+/-0.2 dB
Öffnungswinkel und Lage von Nebenkeulen		+/-0.5 Grad
Amplituden von Neben- und Rückkeulen im Bereich		
	0...-10 dB	+/- 0.5 dB
	-10...-20 dB	+/- 1 dB
	-20...-30 dB	+/- 3 dB

Details, die mehr als 30 dB unter der Hauptkeule liegen, können nur als Schätzungen gelten. Der Fußpunktwiderstand kann leicht auf 1% genau gemessen werden.

Amateurmessungen

Wie bereits in der Einleitung erwähnt, weichen Amateur-Antennenmessungen oft weit voneinander ab. Dafür gibt es viele Gründe. Eine gute Einführung in die Antennenmeßpraxis hat F. Brown in der QST ([1]) veröffentlicht, sie soll hier nicht wiederholt werden. Die folgende Checkliste sollte aber helfen, die gröbsten Fehler zu vermeiden.

Feldinhomogenität:

Wird meist durch ungenügenden Abstand zur Signalquelle und/oder Bodenreflexionen hervorgerufen. Verursacht ungenaue Gewinn- und F/B-Werte.

Seitliche Feldverzerrung:

Wird durch Reflexionen an spiegelnden Objekten wie Gebäude, Zäune, Masten etc. erzeugt, die ungewollt von der Signalquelle mitangestrahlt werden. Ergibt verzerrte Diagramme.

Instabilität:

Drift von Frequenz, Signalleistung, Empfänger-Verstärkung, Schreiber-Nullage, Bodenreflektivität (Feuchtigkeit!) etc. zeigt sich in schlechter Reproduzierbarkeit von Meßwerten und Diagrammen. Kann zum Teil durch ratiometrische Meßmethoden ausgeschaltet werden.

Nichtlinearität:

Abweichung von Verstärkern, Meßinstrumenten, Schreibern usw. von der angegebenen Kennlinie, meist durch Übersteuerung oder ungenügendes Signal-Rausch-Verhältnis bedingt. Ruft falsche Meßwerte und gestauchte Diagramme hervor.

Eichfehler:

Fehlmessungen durch zweifelhafte Gewinnormale, alte oder fehlangepaßte Dämpfungsglieder o.ä.

Menschliche Fehler:

Nichtberücksichtigung von Fehlanpassung, Kabeldämpfung, Ausrichtfehler und, und, und.

Es wäre unfair, zu behaupten, daß Amateurmessungen mit fast professioneller Genauigkeit schlichtweg unmöglich sind, viele der hier geschilderten Fehlerquellen treten bei jeder Art von Messung auf. Aber wenn nicht die Meßstrecke und die Geräte durch sorgfältige Testmessungen, am besten mittels professionell vermessener Antennen und Gewinnormale, mehrfach überprüft und für korrekt befunden wurden, kann man die Ergebnisse nicht ernst nehmen.

Kalibrierte Computersimulation

Aus den genannten Gründen ist es schwierig, "Papierdaten" durch Messungen zu verifiziern. Das Erscheinen der NEC-Software (Numerical Electromagnetics Code) ([2]) anfangs der achtziger Jahre weckte Hoffnungen, dieses Programm als sekundären Maßstab heranziehen zu können. Durch Kanäle des Forschungsinstituts der Deutschen Bundespost konnte eine Kopie dieses erstaunlicherweise nicht geheimen Werkes beschafft und durch DJ9BV "gezähmt" werden. Das Programmpaket, das seinerzeit nur auf Großrechnern lauffähig war, wurde dann einer Reihe sorgfältiger Tests unterzogen. Dabei wurden die Rechenergebnisse mit Meßplatzresultaten bekannter Genauigkeit verglichen, die als Abfallprodukt der früheren Arbeit DL6WU's am genannten Institut vorlagen. Die Übereinstimmung erwies sich als hervorragend. Der Gewinn und die Hauptkeule wurden mit einer Genauigkeit reproduziert, die innerhalb der Meßgenauigkeit eines guten Freifelmeßplatzes lag, Frequenzabweichungen waren geringer als 0.5%. Die Amplituden und Positionen der größeren Nebenkeulen stimmten auf 1 dB bzw. 0.5 Grad mit den Messungen überein. Dabei war eine leichte Tendenz zur Überschätzung der ersten Nebenzipfel und eine deutliche Abnahme der Übereinstimmung mit steigender Winkelablage von der Hauptkeule zu beobachten. Die Speiseimpedanz zeigte Übereinstimmung auf ca. 5%. Einige der Abweichungen sind sicher damit zu erklären, daß bereits die Übersetzung der mechanischen Dimensionen einer Antenne in Computer-Input Fehlerquellen enthält - so sind beispielsweise Elementhalter, Boomkorrektur, Dipolgeometrie, Leitfähigkeit nur schwer im Modell zu erfassen. Man muß vermuten, daß diese Übersetzungsfehler bereits in der gleichen Größenordnung wie die internen Rechenungenauigkeiten liegen. In diesem Licht besehen wäre es möglicherweise sogar fairer, nur Computerergebnisse untereinander zu vergleichen. Auf jeden Fall kann nach dieser kritischen Untersuchung NEC als sekundärer Vergleichsmaßstab empfohlen werden. Da es inzwischen auch als PC-Software erhältlich ist, steht damit eine weltweit einheitliche Vergleichsbasis zur Verfügung, die jeder Hinterhof- oder Hamtagungs-"Messung" haushoch überlegen ist. Bei sorgfältiger Konversion der Eingabedaten sind die Ergebnisse von einer Qualität, die mit professionellen Messungen vergleichbar ist und, ein weiterer Vorteil, weltweit jederzeit 100% reproduzierbar sind. Trotzdem sollte nie vergessen werden, daß auch die NEC-Berechnungen nur endlich genau sind und deshalb Streiterei um das letzte Zehntel-dB Gewinn oder die Tiefe einer Nullstelle unsinnig ist.

5. Evaluation der Qualität von Simulationsprogrammen

5.1 Beschreibung des Evaluationsverfahrens

Zur Beurteilung der Simulationsqualität werden experimentelle Meßdaten einer ausgewählten Gruppe von Yagis mit den Resultaten der Simulation verglichen. Die meßdaten beziehen sich auf das horizontale Diagramm und den Gewinn. Der Vergleich des Diagramms wird dabei höher bewertet als die Übereinstimmung im Gewinn, da Diagrammessungen zuverlässiger als Gewinnmessungen sind und die Form des Diagramms empfindlich auf Frequenzänderungen reagiert.

Der Vergleich zwischen gemessenem Diagramm und simuliertem Diagram erfolgt durch visuelle Inspektion auf beste Ähnlichkeit. Beser wäre natürlich eine Berechnung der Kreuz-Korrellation. Das setzt voraus, daß alle Diagramme auch als Zahlenwerte vorliegen. Das war nicht der Fall. Für unsere Zwecke ist der visuelle Vergleich exakt genug. Die Übereinstimmung wird in Kategorien (Sehr Gut, Gut, Mittel, Brauchbar, Schlecht) ausgedrückt.

Für jede Testantenne wurde ein Diagramm-Vergelich auf der Meßfrequenz durchgeführt und die Frequenz gesucht, bei der das simulierte Diagramm am besten mit dem gemessenen übereinstimmt.

Für jeden Testfall werden folgende Daten gezeigt:

1. Mess-Frequenz (f_m:)
   - Diagramm gemessen
   - Gewinn gemessen
   - Gewinn simuliert
   - Eingangsimpedanz
2. 'Best-Match' Frequenz(f_{opt})
   - Gewinn simuliert
   - Eingangsimpedanz

(Diagramme hier aus Platzgründen nicht wiedergegeben)

5.2 Programme

Die folgenden Programme wurden untersucht:

1. NEC-PC Version 1.04
2. YO 4.23 in NEC calibration mode
3. MN 3.0
4. YAGIANALYSIS V3.3
5. YAGIMAX V2.15
6. RADICAL V1.12
7. ELNEC V2.08N

5.3 Testbeispiele

Es wurde versucht, eine repräsentative Auswahl an Yagis zu finden, über die Meßdaten vorhanden waren und interessant genug sind, um Schwachstellen in der Simulation aufzudecken.

Folgende Auswahl wurde getroffen:

- Fall 1: 12-El Yagi, NBS-12, für 400 MHz
- Fall 2: 6-El Yagi, Lyngby-Design, für 432 MHz
- Fall 3: 21-El Yagi, TONNA, für 432 MHz
- Fall 4: 23-El Yagi, TONNA, für 1296 MHz
- Fall 5: 37-El Yagi, DL6WU Design, für 1296 MHz

6. Vergleich der Resultate

Table 6: Results

ANT	Measurement			Simulation								
				NEC-PC			YO			MN		
	Gain	Pattern	F	ΔGain	Pattern	Offset %	ΔGain	Pattern	Offset %	ΔGain	Pattern	Offset %
NBS-12	12.2	Fig. 1	400	-0.18	Good	-0.1	-0.25	Good	+0.13	-0.55	Poor	+1.4
LYNGBY	11.25	Fig. 10	432.5	+0.24	Fair	-0.35	+0.24	Fair	-0.18	-0.75	Poor	+1.3
TONNA-21	15.6	Fig. 19	432	+0.15	Fair	-0.12	0.0	Fair	+0.4	+0.18	Poor	+1.0
TONNA-23	16.1	Fig. 24	1293	+0.15	Good	+0.23	+0.16	Poor	+0.7	-0.85	Poor	+4.0
WU-37	18.3	fig. 31	1296	-0.24	Good	0	-1.0	poor	1.1	-1.74	Poor	N/A

ANT	Simulation											
	YAGIANALYSIS			YAGIMAX			RADICAL			ELNEC		
	ΔGain	Pattern	Offset %	ΔGain	Pattern	Offset	ΔGain	Pattern	Offset %	ΔGain	Pattern	Offset %
NBS-12	-0.18	Poor	-0.5	-0.83	Fair	+0.4	-1.35	Poor	+2.5	-0.55	Poor	+1.4
LYNGBY	+0.3	Fair	-0.6	-0.25	Poor	+1.7	-1.7	Poor	+2.4	-0.76	Poor	+1.04
TONNA-21	+0.28	Medium	0	-0.86	Fair	N/A	-1.15	Poor	+1.85	-0.16	Fair	+1.4
TONNA-23	-0.3	Medium	-0.6	-0.98	Poor	N/A	-1.65	Poor	3.8	N/A		
WU-37	+0.1	good	0	-1.0	poor	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A

Table 7: Mean Values

Prog	Measurement versus Simulation		
	ΔG	Offset%	Pattern
NEC	0.02	-0.07	good to medium
YO	-0.17	+0.43	Fair
MN	-0.93	2.0	Poor
YA	+0.04	-0.34	Medium to Fair
YM	-0.78	+1.0	Poor
RAD	-1.46	+2.63	Poor
EL	-0.49	+1.28	Fair to Poor

7. Schlußbetrachtung

7.1 Allgemeines

Die Reihe der Computerprogramme, die dem Amateur für den Entwurf von Yagis zur Verfügung stehen, reicht von sehr einfachen bis zu hochentwickelten Produkten, wobei die Unterschiede nicht immer auf den ersten Blick zu erkennen sind.

Gegenwärtig scheint es, daß nur der Einsatz der Momentenmethode in Verbindung mit Näherungsverfahren höherer Ordnung sowie der Behandlung von Endeffekten und Widerstandsverlusten zu Ergebnissen führt, die ähnlich genau wie gute Messungen sind. Das einzige für Amateure zugängliche Programm dieses Typs ist NEC in der PC-Version. Leider ist es langsam und die verfügbaren Benutzeroberflächen sind für Versuchs- und Entwurfsarbeit wenig geeignet. Der große Wert dieser Software liegt eher in ihrer Funktion als Normal, mit dem die Ergebnisse schneller Entwurfsprogramme abschließend geprüft werden können (und müssen). Die Genauigkeit von NEC-Simulationen wurde im Kapitel über Antennenmessungen (3.2) behandelt, die für den Test ausgewählten Beispiele bestätigen die dort gemachten Aussagen. Das Programm wird deshalb in diesem Kontext nicht weiter behandelt.

7.2 Bewertung der Yagiprogramme

7.2.1 YO

Nur der Simulationsteil von YO wird hier betrachtet, Bemerkungen zum Optimierer finden sich in Kap. 4 und 8.

Das Rechenverfahren ist nicht bekannt, aber es besteht Grund zur Annahme, daß unsegmentierte Ganzelemente berechnet werden mit sorgfältig gewählten Korrekturen für die Elementdicke und den Strombelag auf kurzen Elementen. Die Berechnung ist schnell und zumindest bei kurzen und mittellangen Antennen erstaunlich genau. Die etwas weniger befriedigenden Ergebnisse bei langen gestuften Yagis zeigen die Grenzen des Verfahrens auf. Die Benutzeroberfläche ist ausgezeichnet. YO-Datenfiles können automatisch in NEC-Eingabefiles gewandelt werden und NEC-Ausgabedaten in das YO-Plotformat. Das ist eins der interessantesten Leistungsmerkmale dieser Software.

Die oben genannten Korrekturfaktoren können so umgeschaltet werden, daß eine Anpassung der Ergebnisse an MININEC erzielt wird. Der Urheber rät jedoch selbst von diesem Mode ab; die Resultate des vorliegenden Tests unterstreichen seine Empfehlung.

7.2.2 MN/MININEC

Obwohl die Momentenmethode und segmentierte Elemente verwendet werden, sind MININEC und seine Abkömmlinge enttäuschend ungenau. Offensichtlich liegen die Gründe in der Anwendung schnellerer und weniger speicheraufwendiger Näherungsverfahren und dem Verzicht auf die Berechnung von Endeffekten. Der große Frequenzfehler, die geringe Wiedergabetreue der Diagramme und die geringe zulässige Gesamtzahl von Segmenten machen diesen Typ Software für den Entwurf mittellanger und langer UKW-Antennen ungeeignet. Sie ist brauchbar für die Modellrechnung an kleinen, unsymmetrischen Antennen, wie Groundplanes und Vs, deren Geometrie sich in MN recht gut formulieren läßt, im großen und ganzen sind aber MININEC-basierte Programme überholt.

7.2.3 YAGI ANALYSIS

Wie im Fall von YO war keine Information über das verwendete Rechenverfahren zu erhalten, wahrscheinlich ist es diesem ähnlich. Das Programm ist schnell und relativ genau, die Benutzeroberfläche ist anwenderfreundlich. Bis auf die fehlende Anbindung an NEC ist es in der gleichen Klasse wie YO.

7.2.4 YAGIMAX

Das einfache Rechenverfahren auf der Basis von Halwellenelementen mit sinusförmigem Strombelag macht dieses Programm viel zu ungenau für ernsthafte Entwurfs- und Simulationsarbeit. Besonders bei langen Arrays mit entsprechend kurzen Elementen treten die Fehler dieses Verfahrens deutlich zu Tage, die Diagramme sind so ungenau, daß die Frequenz der besten Übereinstimmung nicht festgestellt werden konnte. Auch die Bedieneroberfläche läßt viele Wünsche offen.

7.2.5 RADICAL

Was über YAGIMAX gesgt wurde, gilt in noch höherem Maße für RADICAL, es ist das ungenaueste Programm im Test. Außerdem fehlt die Berechnung von Eingangsimpedanzen - das Programm ist kaum mehr als ein Spielzeug.

7.2.6 ELNEC

Wie MN ist dies dem Grunde nach MININEC in einer benutzerfreundlicheren Verpackung. Die Resultate sind ähnlich, aber nicht identisch, offenbar sind manche Parameter anders gewählt.

7.3 Reihung

Die Ergebnisse des Vergleichs gruppieren die Softwarepakete ganz klar in drei Guppen:

1. Die vermutete Position von NEC als Vergleichsmaßstab wurde voll bestätigt.
2. YAGI ANALYSIS und YO zeigen, daß bei entsprechender Korrektur auch mit einfacheren und schnelleren Rechenverfahren erstaunliche Genauigkeit erzielt werden kann. Vom praktischen Standpunkt ist YO vorzuziehen, da es an NEC angebunden werden kann.
3. Die MININEC-basierten Programme sind erstaunlicherweise nicht oder nur wenig genauer als die Simpelverfahren auf der Basis von unkorrigierten Halbwellenelementen. Von der Anwendung der Software dieser Gruppe für ernsthafte Arbeit muß abgeraten werden.

Literatur

[1] J. D. Kraus "Antennas", 2 nd Edition, McGraw Hill, NewYork 1988

[2] Edmund Stirner "Antennen, Band 1: Grundlagen",Hüthig Verlag, Heidelberg, 1977

[3] Edmund Stirner "Antennen, Band 2: Praxis".Hüthig Verlag, Heidelberg, 1977

[4] Edmund Stirner "Antennen, Band 2: Praxis",Hüthig Verlag, Heidelberg, 1977

[5] James L. Lawson, W2PV "Yagi Antenna Design: Performance Calculations", HAM RADIO, 1/1980, pp. 22-27

[6] G.J. Burke, A.J. Pogio "Numerical Electrodynamics Code (NEC) - Method of Moments Part I: Program Description-Theory", NOSC TD116, Vol. 1, San Diego, Januar 1981

[7] A.J. Julian, J.C. Logan, J.W. Rockway "MININEC: A Mini-Numerical Electrodynamics Code", NOSC TD 516, San Diego, September 1982

[8] C.J. Railton "Modelling Yagi-Antennas", Electronics & Wireless Worl, pp. 710-713

[9] Masanobu Kominami; Katsu Rokushima "A Design of Yagi-Uda Antennas by Nonlinear Optimisation Technique", Electronic and Communication in Japan, Vol. 61-B, No. 1, 1978, pp. 47-54

[10] F. Brown "Antenna Gain Measurements", QST, November 1982, pp. 35-37 and December 1982, pp.27-31

[11] G.J. Burke, A.J. Poggio "Numerical Electromagnetics Code (NEC) - Method of Moments", NOSC TD 116 , Vol. 1: Program Description - Theory,Vol. 2: Program Description - Code, Vol. 3: Users's Guide, San Diego, January 1981

Anhang A: Elektrodynamische Grundlagen

A.1 Koordinaten

Die zwei Komponenten der elektrischen Feldstäreke im Fernfeld sind $E_\theta(\theta,\varphi)$ und darauf senkrecht stehend $E_\varphi(\theta,\varphi)$. Damit lassen sich dann auch alle Polarisationen ausdrücken. Z.B. ist bei einem Dipol E_φ=0. Daher spricht man von einer linear polarisierten Strahlung.

A.2 Strahlungsdichte

Die Strahlungsdichte ist proportional dem Quadrat der Feldstärke, d.h die abgestrahlte Leistung pro Flächeneinheit. Sie wird mit $P(\theta,\varphi)$ bezeichnet.

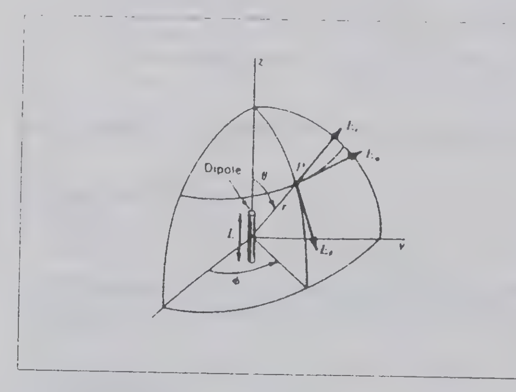
A.3 Richtdigramm

Das Richtdiagramm ist die räumliche Ausbildung der Strahlungsdichte $P(\theta,\varphi)$ über den gesamten Raumwinkel.

A.4 Richtfaktor

Der Richtfaktor für eine vorgegebene Richtung (θ,φ) ist: $D(\theta,\varphi) = \frac{P(\theta,\varphi)}{P_{avg}}$

P_{avg} ist die mittlere Strahlungsdichte. Sie enspricht der Strahlungsdichte eines Kugelstrahlers, der mit der gleichen Leistung wie die vorgegeben Antenne gespeist wird. Für einen Kugelstrahler (Isotropischer Strahler) gilt: $P(\theta,\varphi)=K$, wobei K einen Konstante ist. Es bedeutet, die gesamte abgestrahlte Leistung der Antenne gleichmäßig auf alle Richtungen zu verteilen. Das bedeutet auch, die Strahlungsdichte um den Richtfaktor gegenüber der betrachteten Hauptkeule zu reduzieren. Für den Kugelstrahler ist D = 1. Drückt man die mittlere Strahlungsdichte eines Antennendiagramms durch das Oberflächenintegral aus, folgt:



Bild/Figure 1: Räumliches Polarkoordinatensystem

$$D(\theta,\varphi) = \frac{P(\theta,\varphi)}{\frac{1}{4\pi}\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} P(\theta,\varphi)\sin\theta \, d\theta \, d\varphi}$$

Damit kann über die Integration der Richtcharakteristik den Richtfaktor bestimmen. Das Integral ist dann die gesamte abgestrahlte Leistung, da es die Summation der Leistungsdichte über die Oberfläche des räumlichen Richtdiagramms ist. Mithin kann man schreiben:

$$D(\theta,\varphi) = \frac{4\pi \, P(\theta,\varphi)}{P_{rad}}$$

P_{rad} ist die abgestrahlte Leistung. Im Fall von Verlusten vermindert sich die abgestrahlte Leistung um die Verlustleistung:

$$D(\theta,\varphi) = \frac{4\pi \, P(\theta,\varphi)}{P_{in} - P_{loss}}$$

P_{in} kann über die Eingangsimpedanz und die Eingangsspannung am Speiseelement berechnet werden. Die Verlustleistung wäre über eine Betrachtung der Skin-Verluste berechenbar. Hat die Antenne Verluste, ist der Gewinn kleiner als der Richtfaktor:

$$G(\theta,\varphi) = \frac{4\pi \, P(\theta,\varphi)}{P_{in}}$$

VICTOR MENZLEWSKI
Herrlinghausen 123
D 5632 Wermelskirchen 1
Telefon 0 21 96 / 54 17

DJ2AZ DE 1299

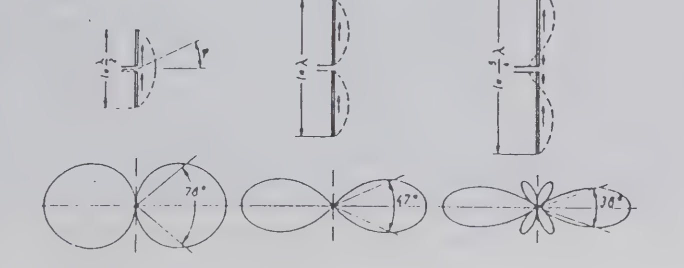
Scriptum für die 37te Weinheimer Tagung 1992

DIE RENAISSANCE des 'VERLÄNGERTEN DOPPELZEPP' als DUO-MONOBANDANTENNE für die VHF/UHF-BERIECHE in 50-OHM-TECHNIK OHNE KONZENTRIERTE BAUELEMENTE

Wenn im Titel das Wort Renaissance steht, so möge man einem Old-man und Verehrer der Antike auf der Suche nach der Wahrheit verzeihen, daß unter Wiedergeburt und Rückbesinnung auf gewisse Werte und Formen hier so profane Begriffe wie Antennengewinn und lineare Antennenstrukturen mit sinusfömigem Stromablauf gemeint sind.

Es wurde nach diesem Motiv im Jahre 1931 ein linearer 5/4λ-Dipol als "Gerichtete horizontale Kurzwellenantenne" - als verlängerter Doppelzepp bekannt-in der sich nun auch reformierenden UdSSR patentiert, um nach Jahrzehnten, erst im UKW-Bereich später auch im KW-Bereich als Zweiband-Antenne mit 50 Ohm Anschluß reformiert wiederzukehren.

1) Als Duo-Monobandantenne in ihrer Ursprungsform als λ/2-Dipol für 2m und als 2mal λ5/8-Richtstrahler für 70cm. Daraus wurden entwickelt:
2) Der Trapez-Richtstrahler.
3) Der Trapez-Richtstrahler als Vertikalantenne.
4) Der Zweiband-Drehrichtstrahler für fo-und-3fo-Resonanz als 2mal λ/2-Dipol und 4mal λ5/8-Strahler.
5) Ein Richtsystem zweier parallel laufender endgespeister vertikaler λ5/8-Strahlerelemente.
6) Der modifizierte verlängerte Doppelzepp als Zweibandantenne, von der Ursprungsform (Nr.1) für den Kurzwellenbereich entwickelt.
7) Für die Einspeisung: gestreckte,montagefreundliche, dämpfungsarme Balunleitungen für die UKW-Bereiche.



DJ2AZ "Die gerichtete horizontale Kurzwellenantenne"

Die Bezeichnung 'Doppel-Zepp' ist ein Jargon der Funkamateure und bezieht sich auf die zentrale symmetrische Einspeisung einer Antenne über eine abgestimmte Leitung. Das Adjektiv 'verlängert' soll andeuten, daß durch einen größeren Abstand der beiden kollinearen Antennenelemente ein höherer Richtgewinn erzielt werden soll. Keiner dieser Spezifikationen ist jedoch im Titel des Patentes angeführt.

So weiß man nicht, hat der Erfinder zwei λ/8-Längen aus der abgestimmten Speiseleitung eines Ganzwellendipols her - ausgezogen, um damit zwei kollineare λ/2-Elemente zur Gewinnoptimierung auf λ5/8-Elementenlängen zu bringen oder hat er umgekehrt die zwei λ3/4-Elemente eines 1,5λ - Dipols um zwei λ/8-Längen verkürzt, um sie in die nichtstrahlende Speiseleitung einzugliedern? (S. Diagramme A 1 und A 2). Doch letztendlich ergeben die beiden Modifikationen eine aktive Dipollänge von λ5/4. Und da durch die abgestimmte Speiseleitung der Speisepunkt des λ5/4-Dipols frei von kapazitiven und induktiven Blindkomponenten ist, sollte man die Herkunft des Doppel-Zepp vom 1,5λ- Dipol ableiten, was auch für die weiteren Überlegungen dienlicher ist.

Der Stromlaufplan und das Richtdiagramm symbolisieren als Zweiband-Antenne einen 1,5λ- Dipol und einen Grundwellendipol, die in Antennenmitte über eine jeweils abgestimmte Leitung symmetrisch eingespeist werden. Aus dem Richtdiagramm des 1,5λ- Dipols ersieht man, daß, wie immer bei ungeraden Oberwellen, eine Richtkeule von 90° quer zur Antennenachse abstrahlt. Sie ist, da negativ, zwar schwach, doch stark genug, die beiden Hauptkeulen mit einem Richtwinkel von 44° auf Distanz zu halten.

Verkürzt man nun, wie einleitend vorgeschlagen, die Länge des 1,5λ- Dipols auf 1,25λ, (A 2), dann verringert sich die 'negative' Abstrahlleistung der 'kleinen' Keule um 50%. Die beiden phasengleichen Hauptkeulen können sich nun zur Hauptkeule eines'verlängerten Doppel-Zepp'vereinen. Diagramm A 2 .

Der Fußpunktwiderstand an den Speiseklemmen der λ 5/8-Elemente ist bei einem Z von etwa 100 Ohm komplex. Strom und Spannung erreichen an der Klemme bei 225° die Werte sin - 0,707, cos - 0,707 und bei 315° sin - 0,707, cos 0,707, also an jedem der beiden Punkte findet die verlustlose halbe Leistungsübergabe durch die Transformation über die λ/8-Paralleldrahtleitung statt, an deren Klemmen der Fußpunktwiderstand reell ist.

Es sei noch erwähnt, daß beim Durchlaufen einer Periode das mittlere Halbwellenelement der dritten Oberwelle einen negativen Betrag, also einen 'Hängebauch' hat, was in Veröffentlichungen leider oft verkehrt dargestellt wird und so beim Vergleich mit anderen gleichresonanten Strahlern zu Fehlinterpretationen führt. Erst bei der 5ten Oberwelle ist das mittlere Halbwellenelement wieder positiv.

Zuletzt noch etwas zur Geschichte der Antenne. Erst 1938, so ist im "Rothammel" nachzulesen, wurde der verl. Doppelzepp den Funkamateuren publik gemacht, und da inzwischen auch das 15m-Band zugelassen war, wurde versucht den verlängerten Doppel-Zepp auch in der Grundwelle als Halbwellendipol in Resonanz zu bringen, was durch einen Kompromiß bei der Längenbemessung der abgestimmten Leitung gelang.

Doch als Überleitung zur Vorstellung der neuen linearen Antennen mit ihren physikalischen Eigenschaften in Bezug auf ihre Anpassungsbedingungen sei nochmals zusammengefaßt. Ein Strahler von 5/4λ - Länge wie der Doppel-Zepp ist nicht resonant. Das zur resonanten Länge fehlende λ/4 - Leitungsstück ist in 2mal $\lambda 45^{o}$-Länge in die abgestimmte Speiseleitung integriert, so daß Antenne und Speiseleitung resonant werden, wenn der Wellenwiderstand der Leitung gleich dem komplexen Widerstand des Fußpunktwiderstandes ist, hier Z = 100 Ohm.
Resümee: Beim Doppel-Zepp ist das Transformationsglied in die abgestimmte Speiseleitung integriert, bei der jetzt vorzustellenden Antenne in den Antennenleiterzug, bei angepaßter Speiseleitung in 50 Ohm-Technik auch für den Grundwellendipol.

Gemeinsamkeiten: Keine konzentrierten Bauelemente.

Die Duo-Monoband-Antenne in ihrer Ursprungsform als λ/2-Dipol für 2m und als 2mal λ 5/8-Richtstrahler für 70 cm.

Generell ist zu den vorliegenden UKW-Antennen zu sagen, sie bergen keine Geheimnisse. So unkompliziert wie ihre elektrische Funktionsweise, ist auch ihre Verwirklichung, dem linearen Halbwellendipol vergleichbar. Die besonderen progressiven Merkmale, Bild A 3 :

1) Im UKW-Bereich hat das Antennenelement für den Grundwellendipol und für die 3te-Harmonische die gleiche mechanische Länge, so daß sich daraus automatisch ein harmonischer Zweibandstrahler ergibt.

2) Dieser Vorteil ist genutzt worden. Die für die dritte Oberwellenresonanz strahlungsfreien beiden λ/8-Rohrkreise sind in den Antennenleiterzug eingegliedert und werden so mit ihrer mechanischen Länge für den Grundwellendipol Teilstücke des Antennenelementes.

3) Durch diese Eingliederung erreichen die beiden resonanten Frequenzen an den gemeinsamen Speiseklemmen eine reelle Impedanz von Z = 50 Ohm.

4) Die Antennenelemente können auch als Zweiband-Antenne die Struktur einer Schleife erhalten.

5) Der Richtgewinn des später entwickelten Trapez-Richtstrahlers bei etwa 6 dB gegenüber dem Grundwellendipol reduziert den durch die Streckendämpfung bedingten Verlust des höherfrequenten Bandes.

Daß diese günstige physikalische Konstellation auch in der Praxis genutzt werden kann, ist denen zu verdanken, die als bekannte Wissenschaftler, wie zum Beispiel der vorstorbene Prof. Nestel, DL1ZE, sich für ein triharmonisches Verhältnis der UKW-Bereiche sei es für den kommerziellen Funk sei es für den Amateurfunk bei den jeweiligen internationalen Weltnachrichtenkonferenzen eingesetzt haben.

Bei der Position Nr. 1 geht es um den Verkürzungsfaktor, der bekanntlich eine Funktion des Schlankheitsgrades der Antenne ist und über den ganzen Kurzwellenbereich bei etwa 5000 liegt, so daß allgemein mit einem festen Verkürzungsfaktor gerechnet wird, alles auf den Halbwellendipol bezogen. Bei der dritten Oberwelle aber unterliegt das mittlere Halbwellenelement kaum dieser Verkürzung, so daß man für dieses Element die elektrische Wellenlänge als Maß einsetzen muß. Das Gesamtelement fällt also länger aus als das der Grundwelle. So ist das Oberwellenelement für λ15m ca. 71cm länger als das λ/2-Grundwellenelement für λ40m. Das ist eine Differenz von etwa 725-bzw.-241 kHz. (Das war ein Vorgriff für die kommenden Probleme mit dem modifizierten Doppel-Zepp.)

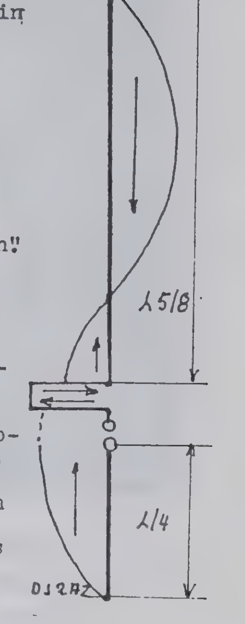
Im UKW-Bereich fällt die Kurve des Verkürzungsfaktors Richtung höherer Frequenzen steiler ab, so daß wie hier für λ70cm und λ2m beide Wellenlängen auf einem Antennenelement resonant werden. Daher sind auch die Abbildungen der Stromlaufpläne mit den Wellenlängenangaben korrekt. Das ist eines der Geheimnisse weswegen man nicht nur die Duo-Mono-Band- Antenne mit einem Antennenelement betreiben kann, sondern für die UKW-Bänder 6m, 2m, 70cm und 23cm auch Einzel-Halbwellen-Dipole oder Monopole in Rohrform linear zu einer harmonischen Einheit mit einem gemeinsamen Fußpunkt für Einkabeleinspeisung zusammenfügen kann, Bild A 7. Doch letzteres abseits vom Thema.

Von gleicher Harmonie ist die Eingliederung der λ/8-Rohrkreise in das Antennensystem geprägt. Sie verhalten sich antennen - spezifisch, indem sie je nach Frequenzeingabe das Antennenelement entweder für die Grundwelle oder die dritte Oberwelle resonant machen, wobei durch Nichtverwendung von konzentrierten Bauelementen die sinusförmige Stromverteilung auf der Antenne erhalten bleibt.

Die Funktionsweise ist aus dem Stromlaufplan A 5 zu ersehen, desgleichen die Berechnung der Rohrkreise, deren Wellenwiderstand durch den reellen Wert der Eingangsimpedanz und dem komplexen Strahlungswiderstand der Antenne bestimmt wird, also hier 50 Ohm beträgt. Da bekanntlich das Verhältnis des Innendurchmessers des Außenrohres zum Außendurchmesser des Innenleiters diesen Impedanzwert bestimmt, wurde eine für das Versuchsmodell -A 4 - brauchbare Größe gewählt.

Zum elektrischen Vorgang der Einspeisung der 2mal λ/8-Antenne: An den Speiseklemmen endet die angepaßte 50 Ohm Speiseleitung, in der Strom und Spannung in Phase sind. Danach übernehmen die beiden resonanten λ/8-Rohrkreise als abgestimmte Leitung den Energietransport. Die Schnittstelle ist der induktiv-galvanische Anschluß der Innenleiter des Koaxialsystems an den komplexen Eingangswiderstand der λ5/8-Elemente, die bei sin 0,707 und cos 0,707 je die halbe Leistung übernehmen und abstrahlen, so verlustlos wie beim linearen angepaßten Halbwellen Dipol. Über die Resonanzbedingungen wurde schon geschrieben.

Wie aus dem Rechnungsvorgang zu ersehen ist, ergibt sich aus dem Abstand Innenleiter/Außenleiter der Koaxialleitungen ein Wellenwiderstand von Z = 50,8 Ohm. Die beiden λ/8-Elemente werden bei doppelter Betriebsfrequenz zum λ/2-Dipol mit der dementsprechender Kreisfrequenz. Bei A 6 sind mit den errechneten L-und-C-Werten zwei Serien-Schwingkreise (zusammengeschaltet ein Parallelschwingkreis) bestückt. Bitte nur zur Information, nicht zur Verwirklichung in den UKW-Bereichen!



Verwirklicht mit den errechneten Elementen ist die Duo-Mono-Bandantenne in Bild A 4 zu finden. Ein Richtdiagramm ist nicht erstellt worden. Es wurde aber von DL1BU ein SWR-Diagramm (A 8) mit einer Antennenbeschreibung erstellt. Einmal im Scriptum 1987 der 32ten Weinheimer Tagung, nochmals in der cq-DL 2/88. Die dazu veröffentliche Legende ist technisch falsch, nämlich:

"daß das 90mm lange Koaxialkabelstück der Antenne (das λ/8-Stück), wie der Federfuß einer λ5/8-Rute, die erforderliche Serieninduktivität liefert, um das 395mm lange Restelement in Resonanz zu bringen!"
Es müßte dann aber so geschaltet sein, wie die im Bild A 8 eingefügte Rute! Und Frage: Wie kommt die Grundwellenresonanz zustande?

Im Scriptum für die 35te Weinheimer Tagung erscheint wieder von DL1BU ein Beitrag zum "erweiterten Doppel-Zepp" mit 2mal λ5/8-Elementen mit Kompensationsspulen. Das war im vorliegenden Scriptum der Anlaß endlich nach 61 Jahre an die gute Abstammung des Verlängerten Doppel-Zepp zu erinnern. Er ist ein linearer λ5/4-Richtdipol und hat keine kompensatorischen Krücken. Die λ5/8-Rute stammt von ihm nicht ab, sondern vom Ganzstrahler. Sie kann höchstens im Spiegelbild eines großen Metalldaches davon träumen.

Es folgen die echten Nachkommen!

TRAPEZ-RICHTSTRAHLER für Duo-Bandbetrieb im VHF/UHF-Bereich

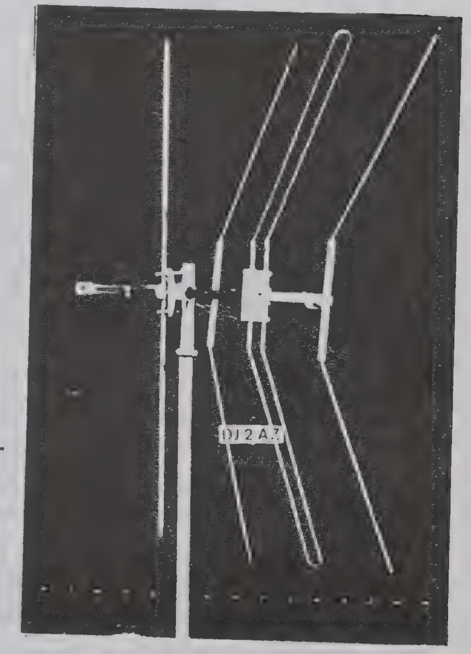
Die Modifikationsetappe zum Trapez-Richtstrahler:
Für den Betrieb in der Bemessungsfrequenz 3fo werden mit Hilfe der zwei Rohrkreise unerwünschte Strahlungsanteile unterdrückt, so daß eine strahlungsfreie Entfernungsdifferenz von 90°zwischen den beiden endgespeisten λ5/8-Einzelelementen entsteht. Dadurch erreicht diese gestreckte kollineare Dipolkombination von λ1,5 mechanischer Längeausdehnung einen größeren Richtgewinn gegenüber einem vergleichbaren λ 1,25 langen Strahler oder gar einem Ganzwellendipol.

Um diesen Richtgewinn noch weiter zu erhöhen, werden die λ5/8-Elemente an ihren Speisepunkten aus der Geraden zu einem Winkel von 33°abgewinkelt, so daß sie sich als gleichwinklinge Trapezschenkelelemente in einem Winkel von 114° gegen über stehen . Dies ist die gewinnoptimale Winkelanordnung der Trapezschenkelelemente für die Addition ihrer beiden Strahlungskeulen in Richtung der Höhenlinie der fiktiven Trapezebene. Das Abwinkeln der Elemente bewirkt gleichzeitig eine größere Annäherung der Nebenzipfel der Einzelstrahler zur Hauptstrahlrichtung und einen zusaätzlichen Gewinnzuwachs, so daß im Endergebnis der Richtfaktor des Trapez-Richtstrahlers etwa viermal über dem Halbwellendipol liegt.

Beim Betrieb in der Grundresonanz wird die Nullstelle in der Richtcharakteristik des Halbwellendipols durch das Abwinkeln der Trapez-Schenkel nur gering getrübt, weil bei sinusförmigen Verlauf des Stromes eines Halbwellendipols die stärkste Wellenablösung vom mittleren gestreckten Dipolabschnitt ausgeht.

Als Kennzeichnung für das neuartige Richtantennensystem bleibt allein die Terminologie "Trapez-Richtstrahler" aussagekräftig, denn nur die Konfiguration einer Trapezgeometrie mit frequenzbezogenen konstanten mechanischen Parametern gewährleistet bei gleichbleibender Winkelanordnung der Strahlerelemente eine gleichbleibende konstante Strahlungscharakteristik für die jeweiligen Arbeitsbereiche, wobei die zwei λ/8-Rohrkreise im Speisezentrum der Antenne die reale kleinere Seite des Trapezes bilden.

Die größere Strahlungdichte des Trapez-Richtstrahlers erzeugt als Erregerelement einer Yagi-Anteen einen entsprechend größeren Strom in den homogenen parasitären Elementen, die auch als Direktorreihe angekoppelt werden können. Die Zahl der Elemente kann dadurch reduziert werden. Wie in Bild 1.1 und Bild 1.2 zu sehen ist sind die parasitären Elemente auch in Trapezform entwickelt. Für die Fotomontage sind die Elemente nur wahllos befestigt worden.



Auch im Zentimeterbereich ergeben sich für den Trapez-Richtstrahler effiziente Einsatzmöglichkeiten z.B. als Erregerelement eines Winkelreflektors.
Als Zweibandantenne funktioniert der Trapez-Richtstrahler nicht nur für fest zugeteilte Bänder, die in einem fest zugeteilten Frequenzabstand von 1:3 liegen. Es ergeben sich innerhalb eines Frequenzspektrums vom Meter-bishin zum-Zentimeterwellenbereich unbeabsichtigt derartige Konstellationen.

So korrespondieren zum Beispiel die acht Fernsehkanäle des Bandes III mit 23 Kanälen der Bänder IVund V.

Zum vertikalen Trapez-Richtstrahler wäre noch zu sagen, daß man, mehr als bei der 'normalen' Groundplane durch Verändern der gegenseitigen Winkelstellung der Radials bestimmte gewünschte Richtwirkungen bevorzugen kann.

Von dem Trapez-Richtstrahler wurde mit amateurmäßigen Mitteln ein Richtdiagramm erstellt, nachdem von'Professionellen' zwar schon 1989 gemessen - besser als ein λ/2-Dipol - aber für die Auswertung keine Zeit erübrigt werden konnte.

Der Zweiband-Drehrichtstrahler für fo-und 3fo-Resonanz als 2mal λ/2-Dipol oder 4mal λ5/8-Strahler Bild 3

Der Drehrichtstrahler besteht aus der Zusammenfügung zweier gewinnoptimierter Trapez-Richtstrahler zu einer 3λ Schleife. Es entsteht dabei eine direkt gespeiste, strahlungsgekoppelte 4 Element-Einebenen-Gruppenantenne als Baueinheit in Form eines Hexagons mit entsprechendem Gewinnzuwachs in Hauptstrahlrichtung bei vernünftiger Raumbeanspruchung. Diese Gewinnmaximierung führt aber nicht zu einer Bandbreitenreduktion.

Die Anpassungs-und Symmetriebedingungen zwischen dem Eingangswiderstand und dem gemeinsamen 50 Ohm-Kabelanschluß sollten aus elektrischen und mechanischen Gründen durch die Transformationsanordnung einer 2mal λ/4-Leitung, wie hier auch vorgestellt, erfolgen, die bei Zweiband-Betrieb für die Grundwellenresonanz berechnet werden muß,um als 2mal λ3/4-Umwegleitung auch für die 3te Oberwelle zu funktionieren. Die Transformationsglieder einschließlich Speisekabel oder Buchse lassen sich in einen U-förmigen oder viereckigen Elemententräger, der Symmetrieachse des Antennensystems, integrieren und stoßwellenfrei mit den Speiseklemmen verbinden.

Neben den unbestreitbaren Vorzügen der Trapez-Gruppenantenne in elektrischer Hinsicht ergeben sich auch, im Gegensatz zu einer gleichartigen Ganzwellen-Gruppenantenne mit ihrem hochohmigen Speisepunkt, auch in mechanischer Hinsicht keinerlei Schwierigkeiten, da der Zweiband-Richtstrahler, wie eine Yagi-Antenne, in Ganzmetallbauweise erstellt werden kann, wobei zur weiteren Stabilisierung die mechanisch-elektrische Verbindung zwischen den Antennenenden mit etwa 1,3 Lambda Wellenlänge beiträgt.

Bei Vertikalbetrieb hat der Drehrichtstrahler für manche Betriebsarten einen zu kleinen Öffnungswinkel.Es wurde aus dem Trapez-Richtstrahler ein U-Förmiges Richtsystem mit einem größeren Öffnungswinkel entwickelt. Es ist ein

Drehrichtsystem zweier parallel laufender endgespeister vertikaler λ5/8-Strahlerelemente.

Mit einem derartigen Zweistrahlersystem lassen sich durch Veränderung des Elementenabstandes und der Phasenlage der Speiseströme bekanntlich die verschiedensten Richtwirkungen aber auch Nullstellen zum Ausblenden erzielen. In Bild 3.1 ist

In Bild 3.1 ist zum Beispiel zu dem Antennensystem mit λ/4 Abstand noch eines mit λ3/6-Abstand symbolisiert.
Die Antenne bleibt zwar auch in der Grundwelle resonant, doch durch die wellenlängenmäßig für die dritte vorgegebene, für die Grundwelle aber zu geringen Abstand der Strahlerelemente, erreichen beim Grundwellenbetrieb die Verkopplungsströme so hohe und die Strahlungsimpedanzen so niedrige Werte an den gemeinsamen Speiseklemmen, daß es sendeseitig ineffizient ist, bei dieser Position der Antennenelemente zu arbeiten. Die im Oberwellenbetrieb sich ergebenden relativ großen Ströme auf den einfachen Antennenstäben lassen sich aber durch die Konfiguration einer Dreilambdaschleife minimieren, wobei gleichzeitig die mechanische Stabilität des U-förmigen Systems verbessert wird.

Gibt man beim vertikalen Zweistrahlersystem die Parallelität auf, indem man ein Element quer zu den λ/8-Elementen in die Horizontale geschwenkt wird, dann entsteht ein Richtdiagramm mit einer linearen Schrägpolarisation.

Für eine Zirkularpolarisation sind als Bauelemente Trapez-Richtstrahler geeigneter.

Der modifizierte verlängerte Doppelzepp. Bild 5

Es wurde schon eingangs am Beispiel des verl. Doppelzepp erwähnt, daß,im Gegensatz zu den UKW-Bereichen , ein für die kurzen Wellen bemessener Grundwellendipol, z.B. für 40 Meter, für die 3te Oberwelle um 70cm zu kurz ist.

Um eine elektrische Verlängerung zu erzielen werden die beiden λ/8-koaxialen Leitungskreise mit Luftdielektrikum, wie sie bei der Duo-Mono-Bandantenne funktionieren, durch Koaxialkabelstücke mit einem spezifischen Dielektrikum ersetzt. Hier mit einem Verkürzungsfaktor von 0,77.

Bei Erregung in der Oberwellenresonanz erreichen die abgestimmten λ/8-Elemente ihre vorgegebene elektrische Wellenlänge von 2mal 45° und speisen impedanz-und phasenrichtig die λ5/8-Elemente ein. Der geometrische Abstand der kollinearen Strahlerelemente hingegen ist um den Wert des Verkürzungsfaktors von 90° auf etwa 70° kleiner geworden,auf die Resonanzlänge der Grundwelle, womit der nunmehr mehr als 60 Jahre alte verl. Doppel-Zepp an seiner Speisestelle mit moderner 50 Ohm-Technik bedient werden kann. Bilder 5.0, 5.1, 5.2.

Gestreckte Balunleitungen für den UKW-Bereich   Bild 4

Die Funktionsweise ist aus den Bildern zu ersehen. Der Vorteil gestreckter Balunleitungen ist der, daß sie sich in die Gesamtstruktur eines symmetrischen Antennensystems einfügen und daß ihr hoher Wirkungsgrad eines linearen Impedanzübertragers vor allem für Sende/Empfangsantennen im Zentimeterwellenbereich effizienter genutzt werden kann, auch daß man Kabel mit festem Dieelektrikum durch offene λ/4-Rohrkreise ersetzen kann. Interessant ist auch die Lösung mit den drei parallelen Drahtleitungen in Bild4.2-

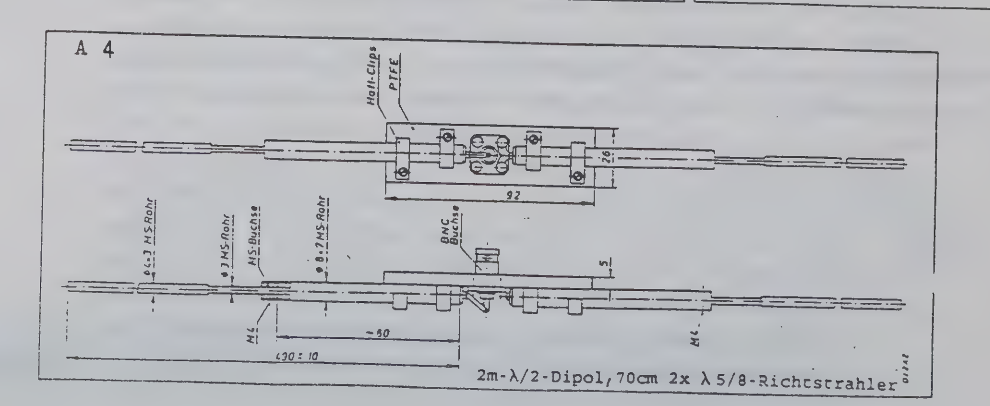
ENDE

Nachwort: Ich möchte mich bedanken für die Reflexionsdiagramme bei DL1BU,

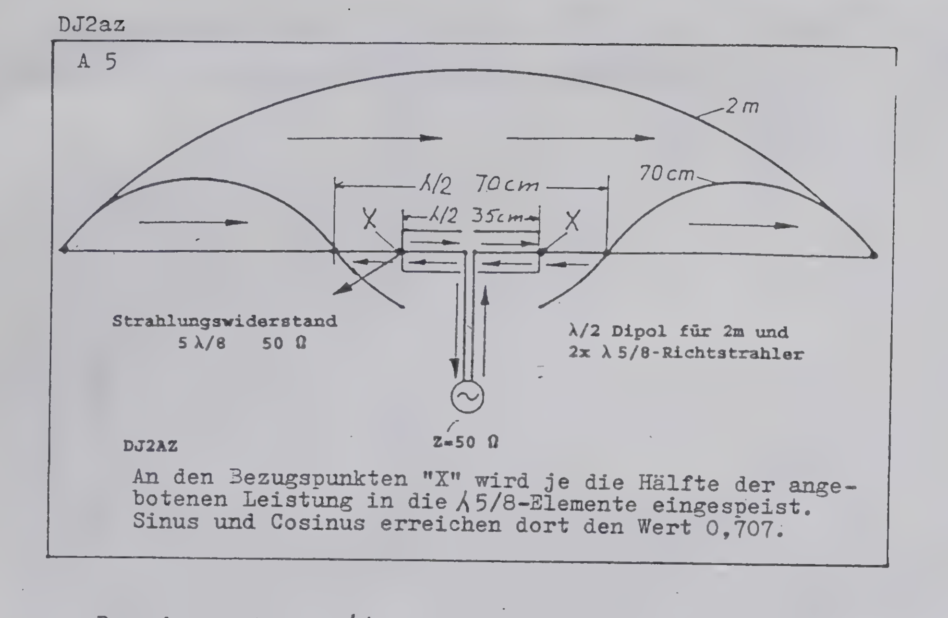
für die schönen Bilder bei Rainer DB5JH.

Die weniger schönen Bilder sind vom Verfasser.

Dann: Die Antennen und die Balunleitung sind alle zum Patent angemeldet mit Prüfungsantrag.



DJ2az



An den Bezugspunkten "X" wird je die Hälfte der angebotenen Leistung in die λ 5/8-Elemente eingespeist. Sinus und Cosinus erreichen dort den Wert 0,707.

Berechnung der 2x $\lambda/8$-Rohrkreise für 435 MHz mit einem Wellenwiderstand von 50 Ohm.

Der Wellenwiderstand von Koaxialleitungen ist: $Z_\omega = 60/\sqrt{\varepsilon} : \ln D/d$

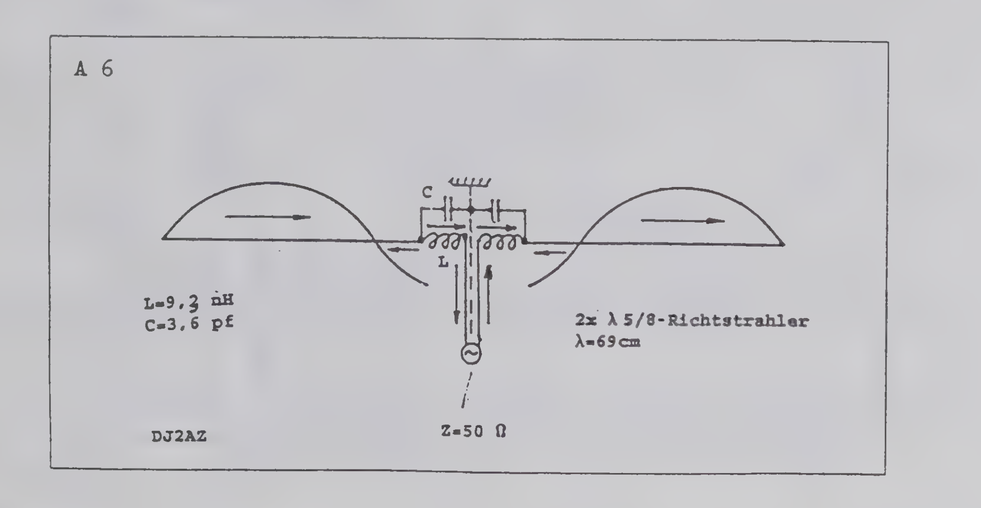
$Z = 60 \cdot \ln 7/3 = \underline{50,8 \text{ Ohm}}$ $\quad \varepsilon = 1$

d = 3mm D = 7mm Es wird statt $\lambda/4$ – 435 MHz, $\lambda/2$ – 870 MHz eingesetzt.

Die Kreisfrequenz ist demnach: $2\pi f = 5466,37\omega \cdot 10^6$ 1/s

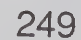
Es ist $L = X_L/\omega = \underline{0,009293 \text{ uH}}$, $C = 1/\omega X_C = \underline{3,6 \text{ pf}}$

Die mechanische Länge für $\lambda/8$ von 435 MHz = 68,96 • 1/8 = $\underline{8.62 \text{ cm}}$



Mehrband-UKW-Antennen von DJ 2 AZ, Messung bei freier Abstrahlung, 70 cm und 2 m, je λ/4, mit 3 Rad. (DL1BU,1986)
STEHWELLEN-VERHÄLTNIS (SWR) und Rückflußdämpfung (return loss) direkt am Koaxialanschluß der Antenne (50 Ω)

A7



TRAPEZ–RICHTSTRAHLER

Zweiband–Einelement–Antenne für 3fo als 2x λ5/8 –Richtdipol, für fo als λ/2 Grunddipol

Gemeinsamer 50 Ohm–Antenneneingang

Bild 1: Stromverlauf der mit gleicher Amplitude gleichphasig gespeisten 2x λ5/8–Antennen bei 3fo Erregung

Bild 1

λ5/8–Strahlungswiderstand Rs=50 Ohm

λ/8–Rohrkreis Z=50 Ohm

Bild 1.1

Isolierstab l=λ/2 von 3 fo

Reflektor/Direktor–Element 2x λ/2 nur für 3 fo

Bild 1.2

Reflektor/Direktor–Elemente für beide Wellenbereiche fo/3fo

CH1: A – .40 dB
5.0dB/ REF + .00 dB

Zweibanddipol: Halbwellendipol 145 MHz, 2 x 5/8 λ für 435 MHz

DJ2AZ Doppeldipol 70 cm und 2 m (in 5 m Höhe, frei)

A8

(DL1BU,1987)

R ∞

6
5
4
3
2,5
2
1,5
SWR
1,2
1,1
1,05
SWR
1,02

f = 50 MHz 100 150 200 250 300 350 400 450 500 MHz

0 dB
Rückflußdämpfung
Return Loss
5 dB
10 dB
15 dB
20 dB
25 dB
30 dB
35 dB

Messung an PL-Stecker

PL-259

BNC

144 MHz

2x λ/4

5/8 λ

Messung direkt an BNC-Anschluß der Antenne

435 MHz
2 x 5/8 λ

DL1BU 1986

Halbwellendipol für 2 m,
2 x 5/8 λ für 70 cm

Fußpunkt-Induktivität für 5/8 λ Res.

gesamt: 2 x λ/4 für 2 m

90

395 mm
≈ 5/8 λ für 70 cm

480mm

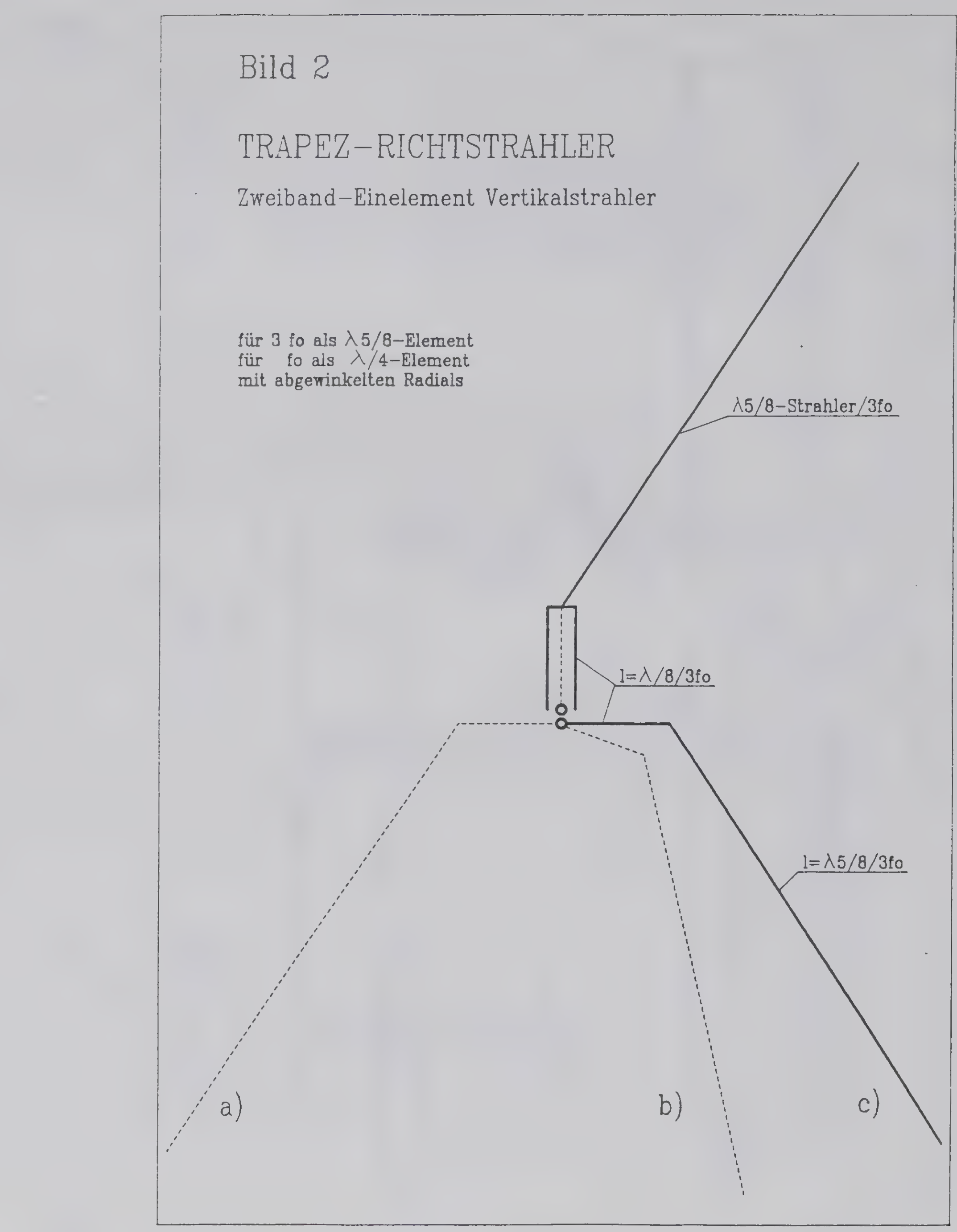
Zwei 5/8 λ Elemente („erweiterter Doppel-Zepp")

g = 3dBd

DL1BU, 1990

Horizontales Strahlungsdiagramm des Trapez-Richtstrahlers hier als 2mal λ 5/8-Richtdipol in 3fo-Erregung für 435 MHz. Symmetrische Einspeisung durch eine gestreckte Balunleitung.

Höhe der Meßdipole λ 2,5 über Rasen. Die Meßstrecke liegt zum Teil in der Mittellinie einer in 11 Meter Abstand parallel laufender Tannengruppe, die etwa 40-Lambda von der Sendeantenne entfernt von einer dritten Tannengruppe U-förmig abgeschlossen wird.



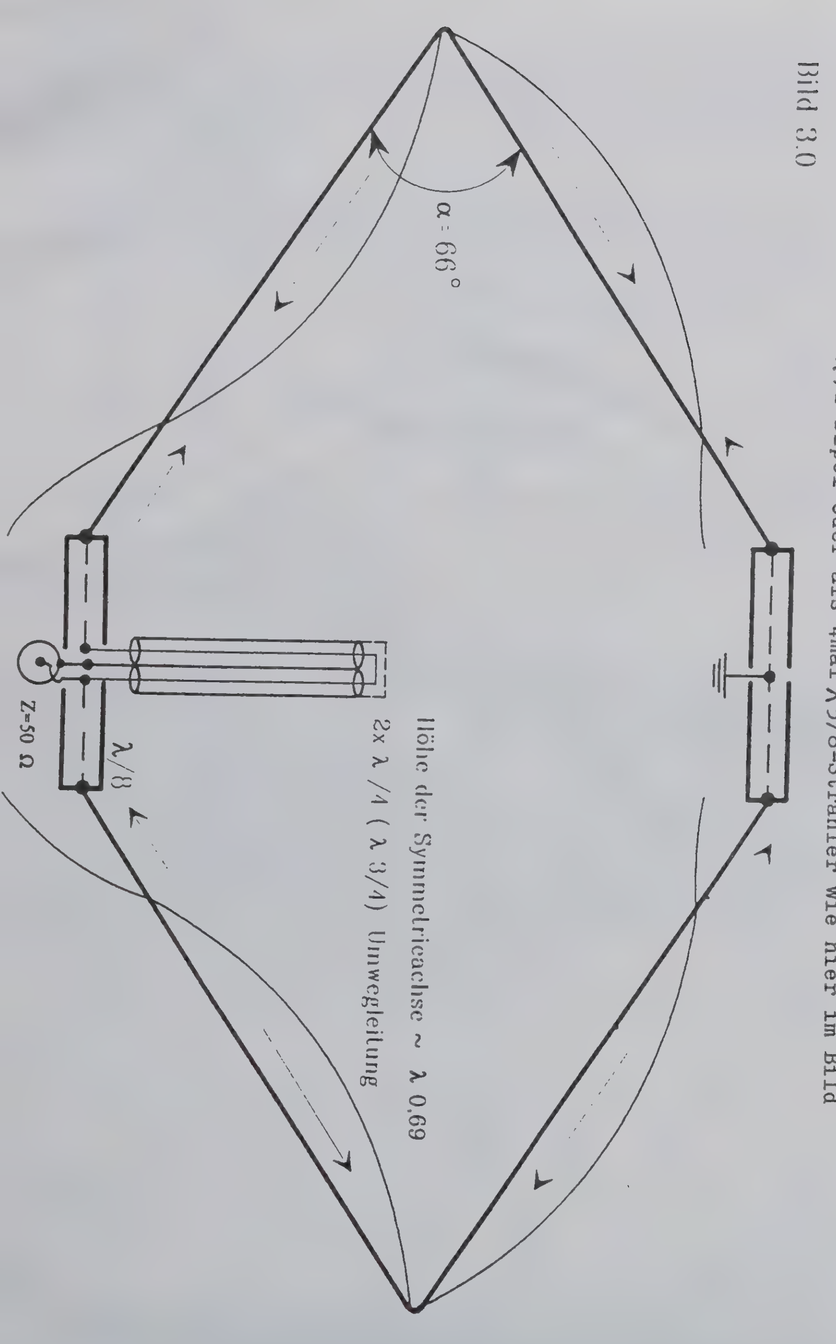


Bild 3.0

Zweiband-Drehrichtstrahler für fo-und 3fo-Resonanz
als 2mal λ /2-Dipol oder als 4mal λ 5/8-Strahler wie hier im Bild

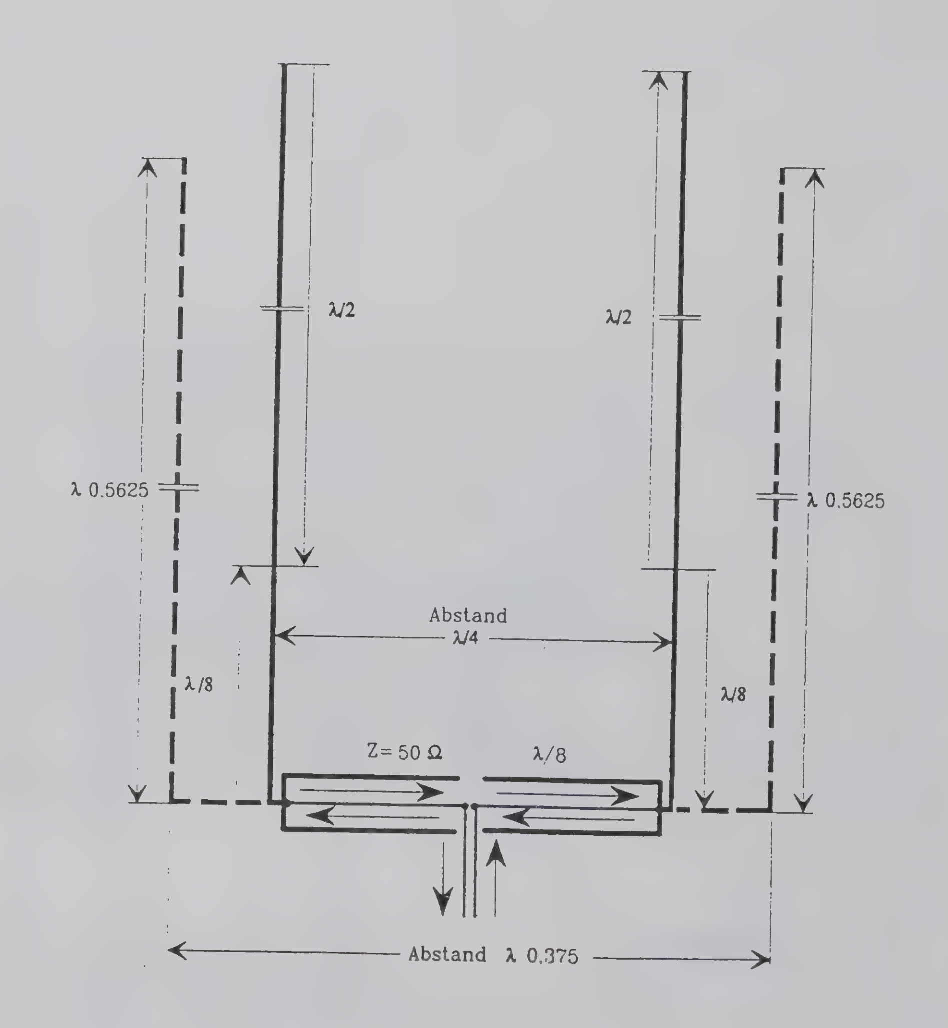


Bild 3.1

Drehrichtsystem mit zwei vertikalen, parallel angeordneten, gegenphasig endgespeisten λ 5/8-Strahlerelementen

Gestreckte Balun-Leitungen für den UKW-Bereich Impedanztransformation 1:4

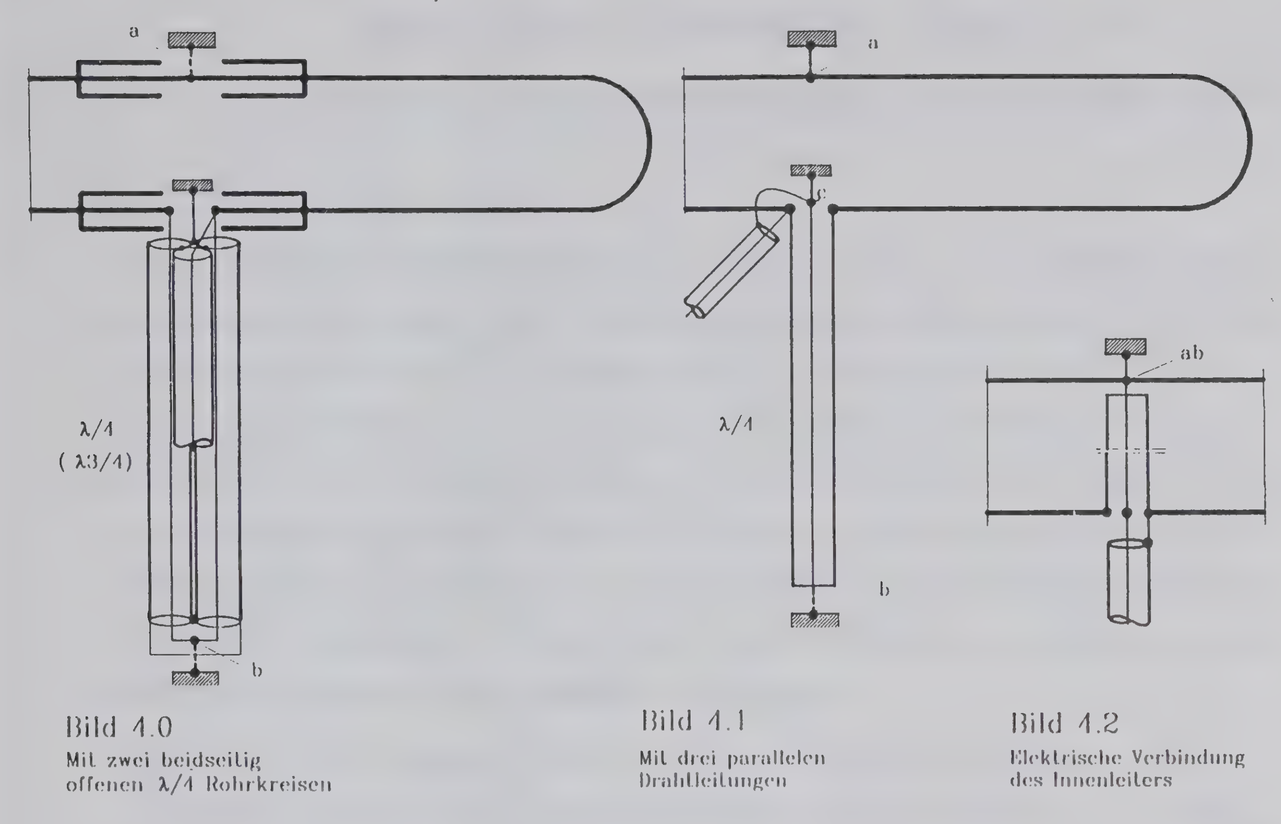


Bild 4.0
Mit zwei beidseitig offenen λ/4 Rohrkreisen

Bild 4.1
Mit drei parallelen Drahtleitungen

Bild 4.2
Elektrische Verbindung des Innenleiters

ZWEIBAND-EINELEMENTANTENNE FÜR DEN KW-BEREICH ALS λ/2-GRUNDWELLENDIPOL UND 2 MAL λ5/8-RICHTSTRAHLER

Der modifizierte verlängerte Doppelzepp.

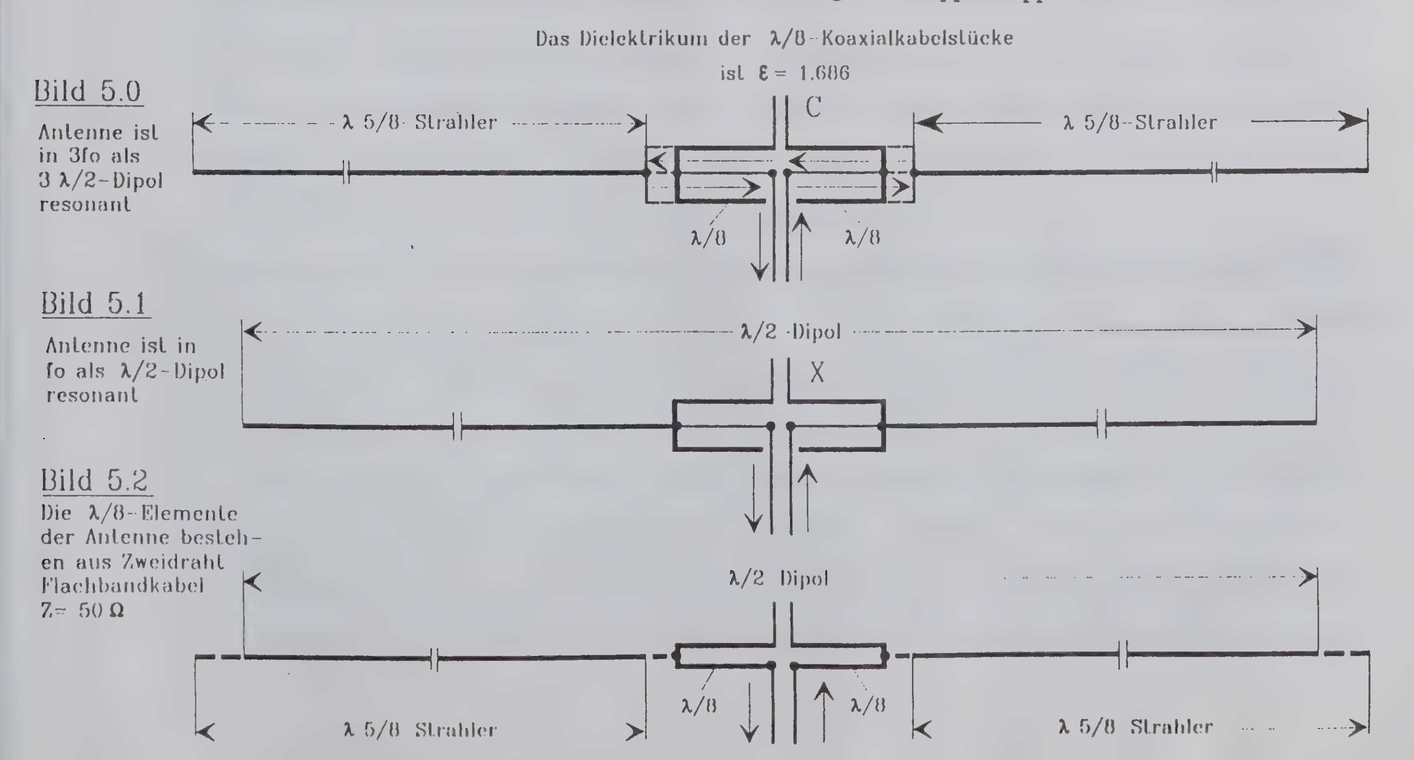


Bild 5.0
Antenne ist in 3fo als 3 λ/2-Dipol resonant

Bild 5.1
Antenne ist in fo als λ/2-Dipol resonant

Bild 5.2
Die λ/8-Elemente der Antenne bestehen aus Zweidraht Flachbandkabel Z= 50 Ω



Wolfgang Günther
Maximilianstraße 77
7570 Baden-Baden
BRDeutschland

DF 4 UW

Wesentliche Antennenbau-Regeln und Fortsetzung der Antennenträger-Berechnungen 1988

1.) Rechtliche Betrachtungen

Der eindeutige, gesetzlich-verankerte, Rechtsanspruch des Lizenzierten Radioamateurs auf seine Sende/Empfangsantenne wurde bisher aus Frankreich bekannt [1]. Dagegen zeigte sich gerade in DL bei der Antennenerrichtung im vergangenen Jahrzehnt der bekannte Unterschied zwischen "Recht haben" und "Recht bekommen" in einigen Prozessen, die ganz gegensätzlich entschieden wurden, je nach Instanz oder Bundesland. Weshalb es empfehlenswert ist, sich nicht auf unterschiedlich auslegbare Paragraphen zu verlassen, sondern sich mit Einspruchsberechtigten **vorher** zu einigen:

a.) jeder Mieter ist auf die vorherige Zustimmung seines Hausbesitzers angewiesen, eine Antennenanlage aufbauen zu dürfen;

b.) jeder Hausbesitzer und Mieter können Ärger vor Gerichten bekommen, wenn sie sich mit den Nachbarn der direkt angrenzenden Häuser vorher nicht absprachen – aus baulichen Schönheitsgründen oder wegen TVI und BCI;

c.) in den 80er Jahren versuchten einzelne Gemeinde/Stadtverwaltungen **generelle**, grundgesetzwidrige, Antennenverbote in lokal-begrenzten Gebieten ("Zwangsverkabelung") durchzusetzen – durch frühzeitige Einspruchsaktionen oder nachträgliche Musterprozesse konnten für Gebiete oder ganze Bundesländer die drohenden Verbote völlig abgewehrt oder stark gemildert werden [2];

d.) fast alle Bundesländer haben inzwischen die **Gesamteigenhöhe** von Antennenanlagen bezüglich ihrer Baugenehmigungsfreiheit auf **10m** begrenzt, wobei es gleichgültig ist, ob diese auf einem Fundament am Erdboden oder auf einem Hausdach stehen. D.h. um den Nachbarn nicht mit zu niedrig montierten Antennen in die Wohnungen zu strahlen, sollte man das Haus zum Höhengewinn möglichst mit nutzen und Dachaufbauten vorziehen! [3] Wenn die Anlage von der unteren Einspannung,

des Flachdachniveaus, des Erdboden-Fundamentes, bis zum Schwerpunkt der obersten Antenne größer als 10 m wird, so ist bei der lokalen Baubehörde vorher eine Genehmigung einzuholen, entsprechend der Landesbauordnung.

e.) hat die Anlage wegen ihrer Kleinheit ganz offensichtlich weniger als 165 kp·m bzw. 1618 N·m Gesamtbiegemoment, kann eine statische Berechnung entfallen; ab 800 N·m Gesamtsumme aller Anlagenbiegemomente wird, schon wegen der Antennenträger-Stabilität selbst, eine private Überprüfung empfohlen und wird obiger VDE 0855/DIN 57855-Grenzwert [4] überschritten, ist es Vorschrift, einen Berechnungsnachweis durch einen Statiker oder Bauingenieur machen zu lassen! Dabei werden Mindestwerte für den Antennenträger selbst, das Erdfundament oder die Verankerung im Betonflachdach oder die Halterungen und Stabilitäten an Giebelmauern oder Holzdachgebälken errechnet. — Bei zu schwachen Giebeldachkonstruktionen müssen Querträger zur Lastverteilung über größere Flächen oder mehrere Balken einbezogen werden!

2.) Umgebungs-Abstände

Während die vorher aufgezählten, zunehmenden Reglementierungen jüngster Zeit auf Verkleinerung oder Verschwinden der Anlagen hinzielen, spricht die klassische Regel "eine gute Antenne ist der beste Hochfrequenzverstärker" dem entgegen! Nicht bloß wegen der Leistungsfähigkeit der Anlage für den Betreiber, sondern vor allem wegen "Störungen" vieler einstrahlungsschwacher Billiggeräte der Elektronikindustrie in den Nachbarschaftswohnungen, müßten die Antennen so hoch, so weit wie möglich entfernt, aufgebaut werden! Einzig und allein das bringt die nötige Strahlungsentkopplung zugunsten der Unterhaltungselektronikgeräte mit mangelnder Einstrahlungsfestikeit.

(Dazu gehört natürlich grundsätzlich und immer der Einsatz von 30MHz -Tiefpässen für Kurzwellentransceiver und geeigneter Bandpässe für VHF/UHF/SHF-Geräte an den Senderausgang!) [5].

Für den Wirkungsgrad der Einzelantenne selbst, ist es ebenso wichtig, daß sie genügend Abstände gegenüber Gebäuden, Leitungen aller Art und anderen Antennen hat. In VDE 0855 werden 5m Mindestabstand zwischen Empfangsanlagen vorgeschrieben, um Strahlungsdiagramme nur minimal gegenseitig zu beeinflussen und Oszillatorstörstrahlungen im 455 KHz - bzw. 10,7 MHz - Abstand noch geringer zu halten. Der Abstand der Antennen einzelner Bänder gegenüber dem Nachbarmodell sollte mindestens der halben Wellenlänge der jeweils tieferen Frequenz entsprechen, wobei sich zu den UHF/SHF-Bändern hin, aus baulichen Gründen in der Regel von selbst größere Abstände ergeben.

Es werden empfohlen:

Bereich	Band	Mindest-Antennenabstände
28-29,7 MHz	10m	≧ 4m
50-54 "	6m	2,5m
144-148 "	2m	1m
430-440 "	70cm	0,5m
900 "	33cm	0,4m

3.) Anlagen-Erdung

Bei den üblichen 1m³ Betonfundamenten sollte gleich ein Banderder mit eingegossen werden, der im Idealfall am Hauserdnetz mit angeschlossen werden kann oder ein eigenes Netz erhält. Auf dem Flach- und Holzgiebel-Dach sind isolierte Kupferdrähte mit mind. 16 mm² (früher 10 mm²) oder Aluableiter mit mind. 25 mm² (früher 16 mm²) am untersten Ende des Antennenträgers anzubringen! — Besondere Beachtung ist der Überbrückung von Rotoren zu schenken, um bei Blitzeinschlägen

innere Zerstörungen zu vermeiden (verschmoren elektrischer Teile, Fettexplosion, Verschmelzen von Kugeln und Lagerringen). Dafür gibt es teure, hochflexible, isolierte, 45 cm lange Kupferlitzen von 25 mm² Materialquerschnitt (NSLFF) mit einer Gewindebuchse M10 und einem Quetschkabelschuh für 10 mm Gewindebolzenverschraubung. Falls 1 Stück z.B. für den HAM III zu kurz ist, müssen 2 mit einem ca. 24 mm langen Gewindebolzen M10 gekuppelt werden. [6]
Die Koaxkabelschirmungen von Kreuz-Yagis, die isoliert auf dickwandigen Glasfaserrohren sitzen, sollten am Antennenträger zusätzlich geerdet werden und alle am Shacke-Fenster ankommenden Koaxkabel können vorteilhafterweise dort endgültig an einer Erdleitung angeschlossen werden.

4.) Antennenträger-Behandlung

Die wichtigste Grundregel: um statische Verschlechterungen zu verhindern, dürfen an der Metalloberfläche keinerlei Oxydationen bzw. "Aufblühungen" auftreten; keine Hitzebehandlung und möglichst keine mechanische Veränderungen, wie Einkerbungen, stattfinden. In der Praxis bedeutet das z.B. Oberflächenschäden sofort durch Entrostung, Entfettung, Kaltverzinkung oder Grundierung und hochwertige Lackierung zu sanieren. Silberbronce-Bootslack hat sich z.B. gut bewährt; Normallacke werden in Kürze durch UV/Sonnenbestrahlung zersetzt.
Keinesfalls dürfen Halterungen und Steigeisen angeschweißt werden! Der veredelte, gehärtete, kaltgezogene Stahl verliert bei Überhitzung im Schweißbereich sofort seine Stabilität; z.B. von 520 auf 180 N/mm². Außerdem ist darauf zu achten, daß jegliche Bügelhalterungen breitflächig genug sind oder unterlegt werden, damit keinesfalls Verformungen bei Anziehen der Muttern mit langen Ring/Maul-Schlüsseln auftreten; d.h. der Druck auf eine wesentlich größere Fläche verteilt wird.

Bei Standrohren muß die obere Öffnung mit einer wasserdichten Kappe sturmfest verschlossen werden, um innere unkontrollierbare Oxydationen zu verhindern. Durchbohren für Querbolzen sollte vermieden werden, da Querschnitte, also Tragfähigkeit, (wenn auch minimal) verringert werden, aber vor allem die Oberflächenveredelung durch nachträgliche Lackierung kaum ersetzbar ist. Rostbefall ist prinzipiell untersagt. Auf eine stabile Mastfußhalterung ist zu achten; ev. Eigenbau, wenn käufliche zu schwach ausgeführt, sodaß keine 100%ige Verklemmung möglich und sich die Peilrichtung bei Sturm verdreht.

5.) Begriffe der Antennenträger-Berechnung

freie Länge (Höhe) des Standrohres ab oberer Einspannung — L_S in m

Außendurchmesser des Standrohres — D in cm oder mm

Innendurchmesser " " — d " " " "

Wandstärke/Material-Querschnitt — A_{D-d} " cm^2 " mm^2

$$A_{D-d} = \pi \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2 - \pi \cdot \left(\frac{d}{2}\right)^2$$

[Bei Gittermasten nur die Querflächen der 4 senkrecht durchgehenden Außenkanten-Profile]

Max. Widerstandsmoment des Standrohr-Querschnitts — W (früher W_B) in cm^3

max. zulässige Biegespannung — σ

" " 0,2% Streckgrenze der jeweiligen Stahlsorte! — $\beta_{0,2}$

in $N/mm^2 = 100 \cdot \frac{N}{cm^2}$

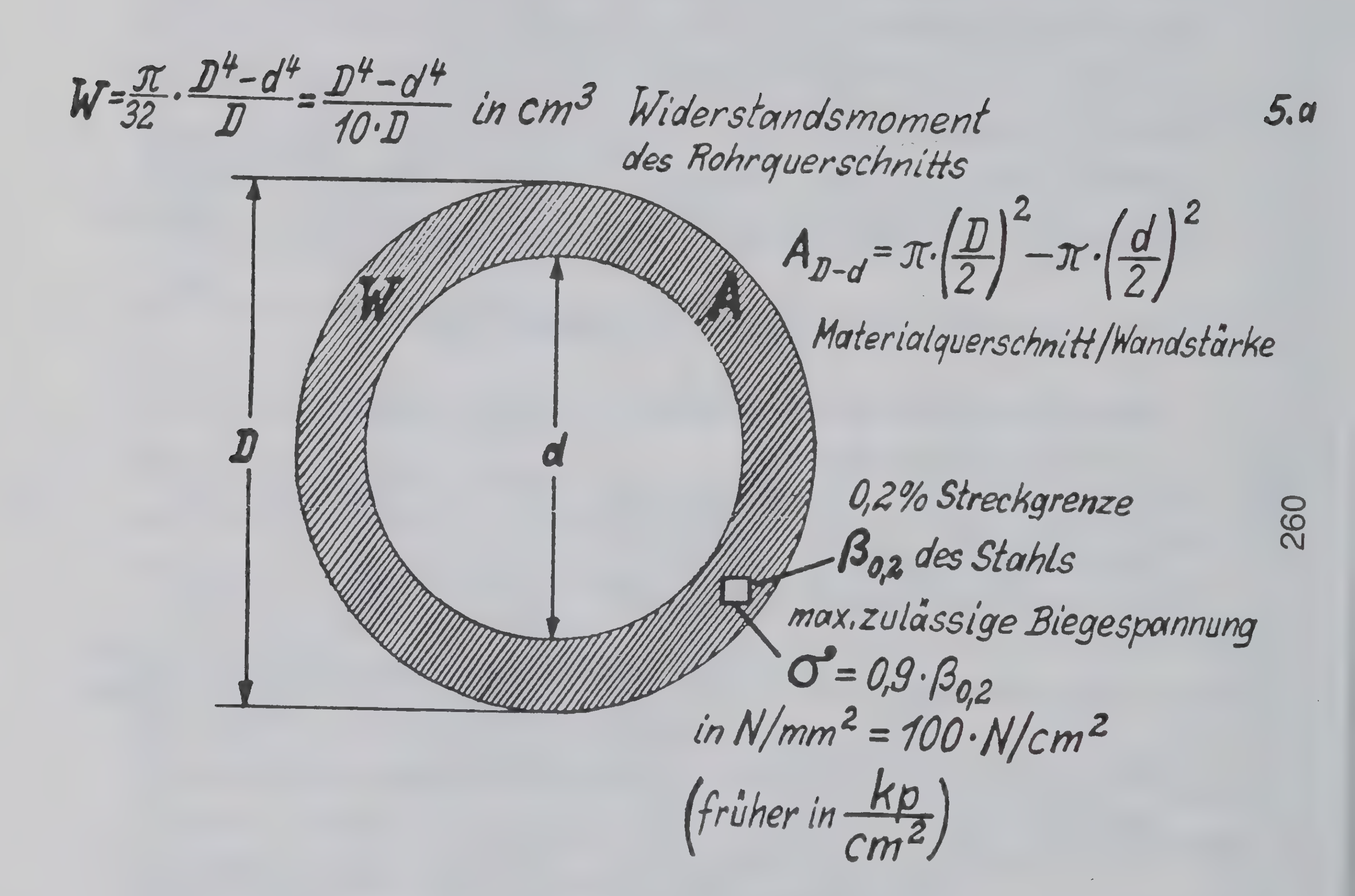
($1 Kp = 9{,}81 N \approx 10 N$)

$$W = \frac{\pi}{32} \cdot \frac{D^4 - d^4}{D} = \frac{D^4 - d^4}{10 \cdot D}\ ;\ W = \frac{M_b}{0{,}9 \cdot \beta_{0,2}} = \frac{M_b}{\sigma}\ ;\ \sigma = 0{,}9 \cdot \beta_{0,2}$$

max. zulässiges Biegemoment aus Widerstandsmoment und Stahlsorte — M_b in $N \cdot m$ (auch Joule J)

Gesamtsumme aller Anlagenbiegemomente — M_g in $N \cdot m$ (früher $Kp \cdot m$)

Bedingung $M_g \leqq M_b$!


$W = \frac{\pi}{32} \cdot \frac{D^4 - d^4}{D} = \frac{D^4 - d^4}{10 \cdot D}$ in cm^3 Widerstandsmoment des Rohrquerschnitts
5.a
$A_{D-d} = \pi \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2 - \pi \cdot \left(\frac{d}{2}\right)^2$
Materialquerschnitt/Wandstärke
W
A
D
d
0,2% Streckgrenze
$\beta_{0,2}$ des Stahls
max. zulässige Biegespannung
$\sigma = 0{,}9 \cdot \beta_{0,2}$
in $N/mm^2 = 100 \cdot N/cm^2$
(früher in $\frac{kp}{cm^2}$)

DF4UW

max. zulässiges Nutzlastmoment aller am Rohr/Mast montierten Teile — M_Z in N·m

$(M_g = M_Z + M_S)$

Windlast-Biegemoment des Standrohres selbst — M_S in N·m

Biegemomente der Einzelantennen und Querträger und Rotor — $M_{A1,2,3}$ und $M_{T1,2}$ und M_R

Einzelbiegemoment = Kraft · Hebelarm — $M_{A1} = W_{A1} \cdot L_1$

Nutzlast-Biegemomente-Summe: $M_Z = M_{A1} + M_{A2} + M_{A3} + M_{T1} + M_{T2} + M_R$

$$M_Z = M_g - M_S = \frac{D^4 - d^4}{10D} \cdot \sigma - \frac{L_S^2}{2} \cdot D \cdot q \cdot c \quad (M_b = M_g = W \cdot \sigma\text{; Grenzfall})$$

Windgeschwindigkeit — V in km/h

Windangriffs-Schnittfläche der Antennen/Träger — A in m^2 (ft^2 in USA)

$1m^2 = 10{,}760 ft^2 \quad 1ft^2 = 0{,}093 m^2$

Weitere Umrechnungsmaße:

1 Meile = 1,61 km

1 km = 0,62 Meile (Land)

1 km/h = 0,277 m/s

$q = \frac{V^2}{1{,}6}$ in m/s

130 km/h = 81 Meilen/h

150 km/h = 93 Meilen/h (auch MpH)

100 km/h = 27,7 m/s

$q = \frac{V^2}{21}$ in km/s

Wind-Staudruck — q in N/m^2 (früher Kp/m^2) auch in Pa Pascal

Bei einem Anlagenaufbau – bezogen auf Erdbodenniveau:

bis zu 20 m Höhe		über 20 m Höhe hinausgehend
100%	⟶	137%
$q = 800\ N/m^2$		$q = 1100\ N/m^2$
73%	⟵	100%
max. 130 km/h (früher 120)		max. 150 km/h (früher 140)

die neuen Umrechnungsfaktoren von 1,37 bzw. 0,73 zum hoch- oder herunterrechnen der Windlastwerte je nach Bedingungen.

Beiwert bzw. Konstante für Antennen/Stand-Rohre $C = 1{,}2$
" " " " Parabolspiegel $C = 1{,}5$ bis $1{,}7$

Windlast der Antennen 1,2,3... $W_{A1,2,3}$ in N
" " Querträger 1,2... $W_{T1,2}$ "
" des Rotors W_R "
" " Standrohrs allein W_S "
Summe aller Anlage-Windlasten W_Σ "
Nutzwindlast am Antennenträger W_Z " (1N = 0,102 kp)

$$W_\Sigma = W_Z + W_S \qquad W_Z = W_{A1,2,3} + W_{T1,2} + W_R$$

Windlasten von Rohren: $W_S = A \cdot q \cdot c = L_S \cdot D \cdot q \cdot 1{,}2$

Windlast eines Parabolspiegels: $W_A = \left(\frac{D}{2}\right)^2 \cdot \pi \cdot q \cdot 1{,}6 = r^2 \cdot \pi \cdot q \cdot 1{,}6$

6.) Grenzwerte und Tabellen

Wenn die Gesamtanlage **keiner** baustatischen Überprüfung unterzogen werden soll, sind folgende max. freien Längen der Antennenträger je nach Gesamt-Windlast W_Σ zulässig (VDE):

W_Σ in N	L_S in m
275	**6**
330	5
412	4
550	3
660	2,5
825	2
1100	1,5
1650	**1**

(auch 1618! in Firmen-Unterlagen; früher max. $W_\Sigma = 165$ kp)

100% → max. $M_g = 1650$ N·m — 6 W_Σ max. 330 N! bei $L_S = 5$ m
80% — 5
60% — 4 $L_g = L_S + L_E$
Grenzfall: $M_g = M_b$ $L_S \leqq 5 \cdot L_E$ max. $\frac{5}{6}$
40% — 3
20% — 2
obere Einspannung mind. $\frac{1}{6}$! — 1 → max. $M_b = 1650$ N·m
$L_E \geqq \frac{1}{6} L_g$
untere Einspannung — 0 (Fundament)

W_Σ ist die, auf die oberste Tragemast-Spitze (100%) bezogene, Gesamt-Windlast aller Antennen, Querträger, Rotor und des Antennenträgers selbst. Die Antennen, welche mehr oder weniger unterhalb der Standrohr-Spitze montiert werden, gehen natürlich nur mit dem Bruchteil/Prozentsatz ihrer vom Hersteller angegebenen Windlast ein, die dem prozentualen Anteil/Bruchteil der Länge über dem oberen Einspannpunkt entspricht (nicht unter 1m).

Die möglichen 3 Berechnungswege über die addierten, prozentualen,

$$W_{A1,2,3} = W_{A100\%} \cdot \frac{L_{1,2,3\%}}{L_{100\%}}$$

Windlasten **oder** die Summe der Biegemomente **oder** über das Widerstandsmoment einschließlich Biegespannung/Streckgrenze müssen jeweils zum gleichen Last- bzw. Stabilitäts-Ergebnis führen. Dabei ist nach VDE 0855 ein Eisbesatz nicht extra zu berücksichtigen.

Die für einige Standrohrsorten über den Materialquerschnitt errechneten max. zulässigen Widerstandsmomente: multipliziert mit der dem jeweiligen Material eigenen max. zulässigen Biegespannung gibt dies nach der Formel $M_b = W \cdot \sigma$ das für den Antennenträger größtmögliche Biegemoment. Dieses geteilt durch

Ø D/d in mm	W in cm³
32/28 "	1,36 "
42/38 "	2,44 "
45/40 "	3,36 "
48/43 "	3,95 "
50/46 "	3,85 "
60/51 "	10,33 "
76/70 "	12,30 "
80/71 "	19,45 "
100/92 "	28,36 "

die **Anzahl der Meter** des Antennenträgers ergibt wieder die max. zulässige Summe der Windlasten an dessen Spitze:

$$\max. W_\Sigma = \frac{M_b}{L_S}$$

Durch Stahlsorten können die M_b- bzw. W_Σ-Werte immerhin gut um den Faktor 2 differieren, je nach Materialgüte:

$\beta_{0,2} = 1{,}11\overline{1} \cdot \sigma$ (beide in N/mm² oder N/cm²)

		σ in N/mm²	→ $\beta_{0,2}$ in N/cm²
DIN 17006	ST 37 (alt)	180	19999
VDE-Nr. 6, Seite 42	ST 52-3.2	324	36000

7.) Welche Antennen-Kombination?

Eine drehbare Radioamateuranlage kann in nahezu unendlich vielen Variationen errichtet werden, wenn die Bänder von 20m bis 23cm erfaßt werden sollen. Für 14 bis 29 MHz (Mini-Products-Inc.-Modelle bis 54 MHz) wird mind. ein Mehrbanddipol mit Reflektor eingesetzt, um die betriebstechnisch so wichtigen reichlich 20 dB Vor/Rückdämpfung zu gewinnen! Die (nachträgliche) Erweiterung auf eine "3 Ele. Yagi" bringt nur 2,5 bis 3 dB Vorwärts-Gewinn, aber fast keine Verbesserung der Rückwärts-Ausblendung von "Störsendern" mehr. Hochfrequenztechnisch wichtiger wäre es, das leichtere 2 Ele.-Modell an einem längeren Standrohr auf größeren Dachabstand zu bringen, um nicht die übliche Steilstrahlung gegen den Himmel zu erhalten. D. h. die UKW-Antennen werden ca. 2 m unter der KW-Antenne an einen Querträger montiert, der einseitig ein 40/32 mm Glasfaserrohr für die 2m-Kreuzyagi trägt, während die 70 cm-Wendelantenne vor einen Stahlausleger gebaut werden kann. Zirkulare Polarisation um für CW/SSB-DX, FM-Relais, Mobil- und Satelliten-Funk mit bloß einer Universalantenne auszukommen! Bei vorgegebener Anordnung ensteht der kleine Nachteil, daß bei Nutzung eines zusätzlichen Elevationsrotors die KW-Elemente bei Überkopfdurchgängen (hohe Feldstärken) von Satelliten etwas Dämpfung verursachen; bei den für DX interessanten flachen Durchgängen ist alles o.k. Alle Vorteile immer gleichzeitig sind eben nicht möglich.

– Kann ein leichterer Azimutrotor im Speicher unter Oberlagerhalterungen montiert werden, ist dieser wettergeschützt und billiger; wie in Literatur [7] beschrieben. Mechanisch einfacher ist ein direkt unter den Antennen, am feststehenden Standrohr, angebrachter Azimutrotor, der aber wesentlich schwerer, teurer, für mehrfach größere Windlast dimensioniert sein muß.

8.) Praktisches Berechnungsbeispiel

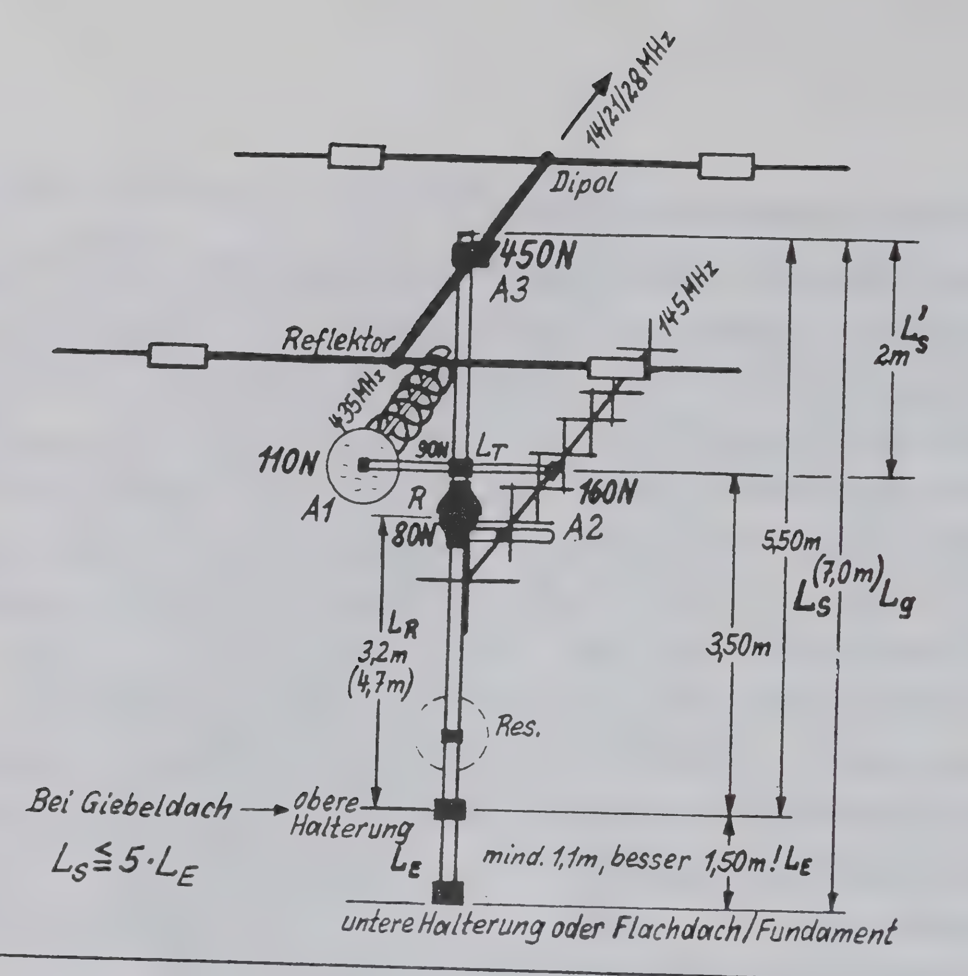
Für die Bauteile werden Windlasten eingesetzt, wie sie bei **1100** Newton Standruck pro 1 Quadratmeter Angriffsfläche auftreten, entsprechend max. 150 Kilometer pro Stunde (früher 140 km/h nach VDE 0855) Sturm bzw. mehr als 20 Meter Aufbauhöhe. In exponierten Gebirgslagen oder in Nordseebereichen können durchaus höhere Sturmgeschwindigkeiten und Impulslasten auftreten, während in geschützten Tallagen 800 N/m² ausreichen. Dabei sollten Windlast bzw. Biegemoment des 5,5 m (7,0 m) hohen, mind. 10 cm breiten, Standrohres nicht unterschätzt werden; resultierend aus der großen Windangriffs-Schnittfläche. Aus Sicherheitsgründen wird hier mit durchgehend 10 cm Außendurchmesser gerechnet (also höhere Windlast), wenn in Praxis für die 2 m oberhalb des Rotors, zugunsten dessen Belastung, für die 2 Ele. KW-Antenne auch das leichtere 60/51 mm Standrohr ausreicht.

Das Gesamtbiegemoment ergibt sich aus der Summe aller Nutzlast-Biegemomente **plus** dem des Standrohres:

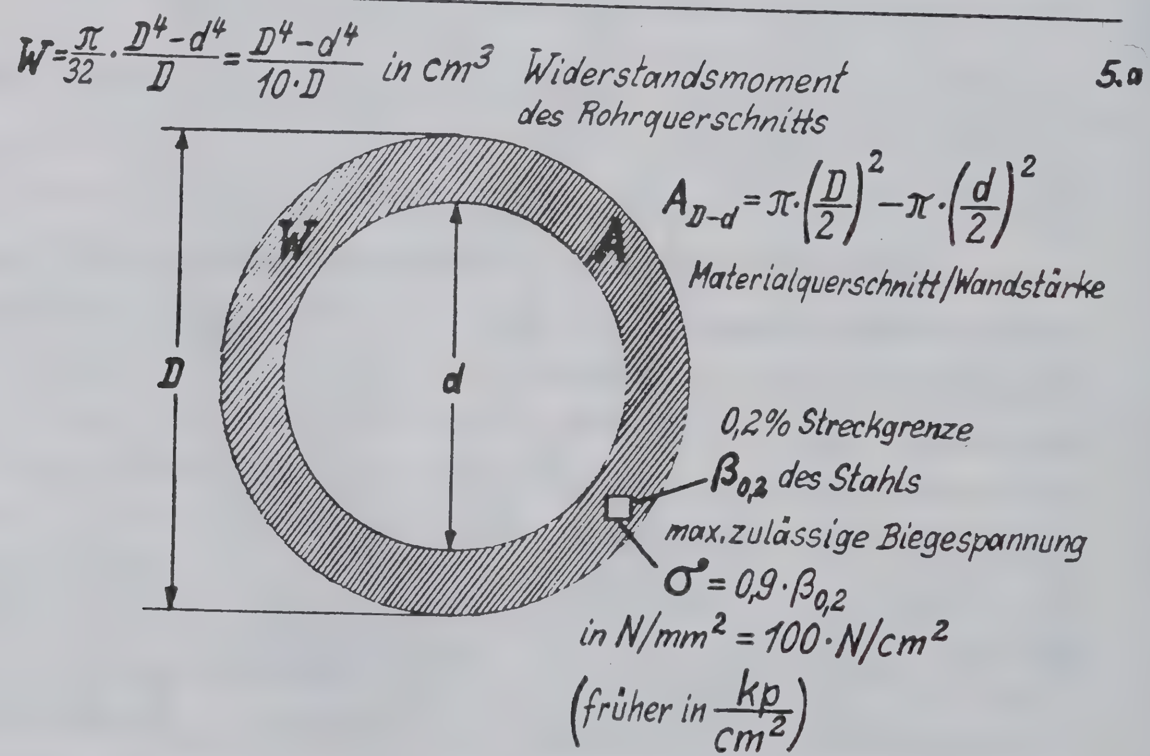
$$M_g = M_Z + M_S = M_{A1} + M_{A2} + M_{A3} + M_{LT} + M_R + M_S$$

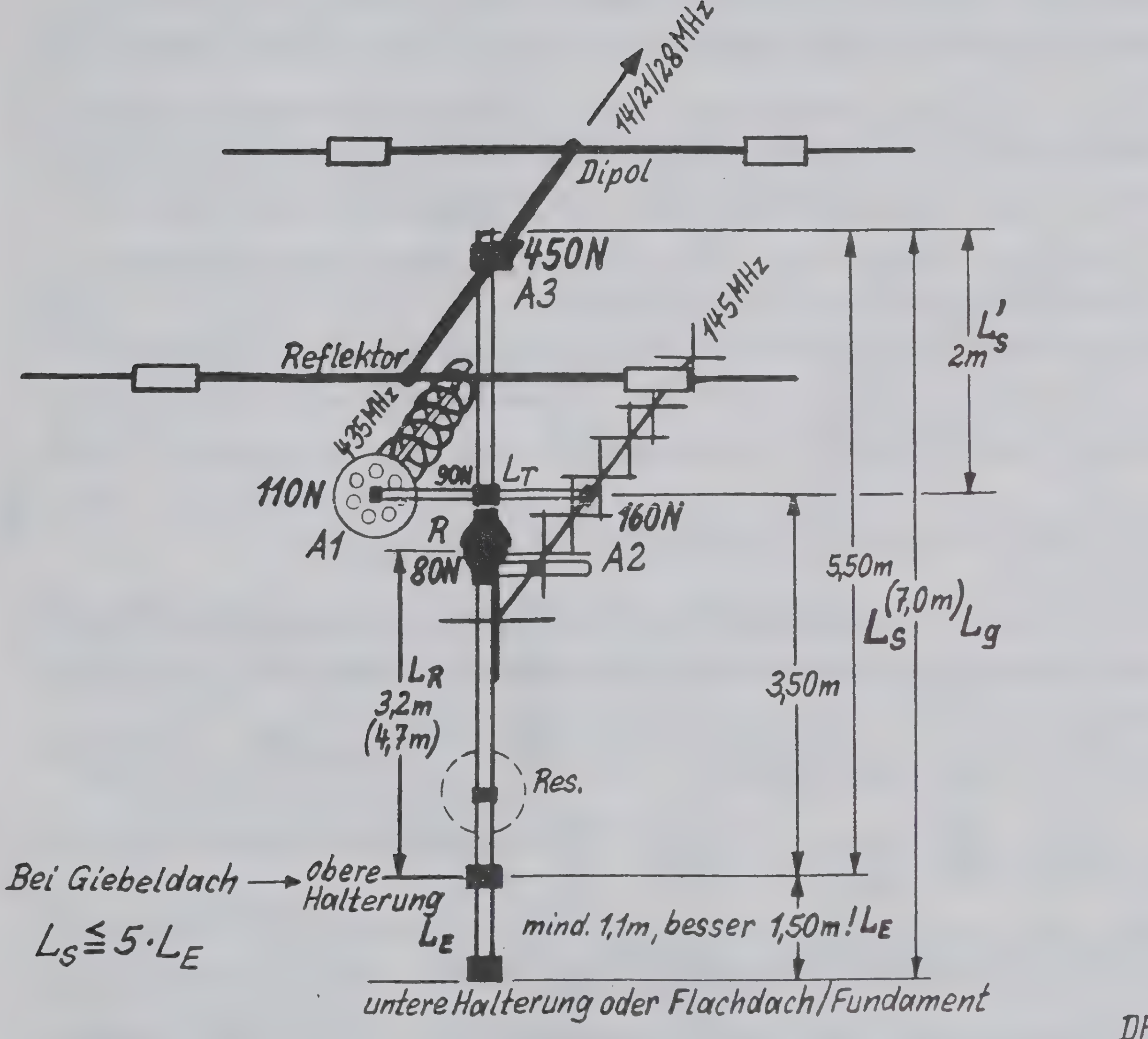
	Giebeldachausführung		Flachdach/Erdboden-Fundament	
A3	450 N · **5,5 m**	= 2475 N·m	450 N · **7,0 m**	= 3150 N·m
A2	160 · 3,5	560 "	160 · 5,0	800 "
A1	110 · 3,5	385 "	110 · 5,0	550 "
LT	90 · 3,5	315 "	90 · 5,0	450 "
R	80 · 3,2	256 "	80 · 4,7	376 "
M_Z	Nutzlasten-	3991 N·m	-Biegemomente	5326 N·m
M_S	(5,5 m; D/d = 8,0/7,1 cm)	1597 "	(7 m; D/d = 10/9,2 cm)	3234 "
M_g	Gesamtbiegem.	**5588 N·m**	aller Lasten	**8560 N·m**

Die abschließende Antennenträger-Berechnung enthält nun die Schwierigkeit in 3 voneinander abhängigen variablen Größen: der Materialqualität bzw. Biegespannung σ, dem Materialquerschnitt



$$W = \frac{\pi}{32} \cdot \frac{D^4 - d^4}{D} = \frac{D^4 - d^4}{10 \cdot D} \text{ in cm}^3$$ Widerstandsmoment des Rohrquerschnitts




14/21/28 MHz
Dipol
450N
A3
145 MHz
Reflektor
435 MHz
110N
90N
L_T
A1
R
160N
A2
80N
L_s'
2m
5,50m
L_S (7,0m) L_g
L_R
3,2m
(4,7m)
3,50m
Res.
Bei Giebeldach
obere Halterung
$L_S \leqq 5 \cdot L_E$
L_E
mind. 1,1m, besser 1,50m! L_E
untere Halterung oder Flachdach/Fundament

DF4UW

bzw. Widerstandsmoment W und der von dem Standrohr-Außendurchmesser abhängigen Windlast W_S oder Eigenbiegemoment M_S. Um höchstwertige, im Handel schwer erhältliche Stahlsorten auszuschließen, wird der neue Standardtyp ST 52-3.2 mit der Streckgrenze $\beta_{0,2}$ von 36.000 N/cm² gewählt. Die Spitzenbelastbarkeit beträgt nach $\sigma = 0{,}9 \cdot \beta_{0,2}$ dann 32.400 N/cm². Jetzt wird eine Versuchsrechnung mit einem Standrohr von D/d = 100/92 mm entsprechend einem Widerstandsmoment von 28,36 durchgeführt und gesehen, ob dieser Antennenträger mit seinem Eigenbiegemoment plus der Summe der Nutzbiegemomente stabil genug ist. Ob das Gesamtbiegemoment M_g aller Lasten kleiner oder gleich dem max. zulässigen Biegemoment M_b ist?

$$M_b \geqq M_g = M_z + M_S \,;\; M_b = W \cdot \sigma \,;\; \sigma = 32.400\,N/cm^2 \,;\; D = 10\,cm \,;\; d = 9{,}2\,cm$$

$$W = \frac{D^4 - d^4}{10 \cdot D} = \frac{10^4 cm^4 - 9{,}2\,cm^4}{10 \cdot 10\,cm} = 28{,}36\,cm^3$$

$$M_b = 28{,}36\,cm^3 \cdot 32400\,\frac{N}{cm^2} = 918864\,N \cdot cm = \underline{\underline{9188\,N \cdot m}}$$

Zur Berechnung des Standrohr-Biegemoments M_S, über die Windangriffs-Fläche A_S von L_S und die Windlast W_S, wird die **halbe** Höhe $\frac{L_S}{2}$ eingesetzt, entsprechend dem Schwerpunkt an dieser Stelle: $L_S = 7{,}0\,m$; $D = 0{,}1\,m$

Staudruck $q = 1100\,N/m^2$

Formfaktor $c = 1{,}2$ alle Rohre

$$A_S = L_S \cdot D = 7{,}0\,m \cdot 0{,}1\,m = 0{,}7\,m^2$$

$$W_S = A_S \cdot q \cdot c = \frac{0{,}7\,m^2 \cdot 1100\,N \cdot 1{,}2}{1\,m^2} = 924\,N$$

$$M_S = W_S \cdot \frac{L_S}{2} = 924\,N \cdot \frac{7{,}0\,m}{2} = \underline{\underline{3234\,N \cdot m}}$$

M_z	5326 N·m
M_S	+ 3234 "
M_g	8560 N·m

$$M_b - M_g = 9188\,N \cdot m - 8560\,N \cdot m = 628\,N \cdot m$$

Sollen die verbliebenen 628 N·m nicht als Sicherheitsreserve bei der Flachdach/Erdboden-Version genützt werden, dürfte man noch eine 3. größere UKW-Antenne, einen Parabolspiegel oder Zusatzsperrkreise der KW-Antenne für die WARC-Bänder montieren. Bei 2 m Abstand des Mittelpunkts eines Parabolspiegels von der Standrohrhaltering

dürfte dieser max. 628 : 2 = 314 N Windlast haben. Seine Fläche bzw. Durchmesser errechnen sich dann zu: $c = 1{,}5$ bis $1{,}7$ Parabolspiegel

$$A_P = \frac{W}{q \cdot c} = \frac{314\,N}{1100\,N/m^2 \cdot 1{,}6} = 0{,}178\,m^2 \qquad D_p = 2 \cdot r_p = \underline{\underline{47{,}6\,cm}}$$

$$r_p = \sqrt{\frac{A_P}{\pi}} = \sqrt{\frac{1780\,cm^2}{3{,}14}} = 23{,}8\,cm$$

Der Spiegeldurchmesser dürfte also in 2 m Höhe dann bloß noch 47,6 cm betragen, während in 1 m Montagehöhe über der Standrohreinspannung ca. 66 cm = D_p zulässig wären.

Zusätzliche KW-Antennensperrkreise dürften in 7 m Höhe eine Windlast von bloß $W = \frac{M_{K3}}{L_S}$ haben: $W = \frac{628\,N \cdot m}{7\,m} = \underline{\underline{89{,}7\,N}}$!

Zum Abschluß gilt es noch die Standrohr-Wandstärken der 5,5 m über der oberen Masteinspannung herausragenden Giebeldachausführung zu ermitteln, wobei für die Materialgüte wieder $\sigma = 32400\,N/cm^2$ angenommen und versuchsweise mit $D/d = 80/71\,mm$ gerechnet wird:

$$W = \frac{8^4 cm^4 - 7{,}1^4 cm^4}{10 \cdot 8\,cm} = 19{,}45\,cm^3 ; \quad M_b = 19{,}45\,cm^3 \cdot 32400\,N/cm^2 = 630180$$

$$M_b = \underline{\underline{6301\,N \cdot m}}$$

Das Eigenbiegemoment des kleineren Standrohres:

$$L_S = 5{,}5\,m ;\ D = 0{,}08\,m ;\ q = 1100\,N/m^2 ;\ c = 1{,}2 ;\ M_S = L_S \cdot D \cdot q \cdot c \cdot \frac{L_S}{2}$$

$$M_S = 5{,}5\,m \cdot 0{,}08\,m \cdot 1100\frac{N}{m^2} \cdot 1{,}2 \cdot \frac{5{,}5\,m}{2} = \underline{\underline{1597{,}2\,N \cdot m}}$$

M_z	3991 N·m
M_S	+ 1597 "
M_g	5588 N·m

$$M_b - M_g = 6301\,N \cdot m - 5588\,N \cdot m = 713\,N \cdot m$$

Es ergeben sich diesmal 713 N·m Reserve für weitere oder höhere Antennenmontagen. Sollte so ein Betrag fehlen, wäre dies umgekehrt durch etwas weniger Antennenwindlasten oder geringere Montagehöhen ebenfalls leicht auszugleichen.

Als Nebenrechnung sollte noch die Rotorbelastung und die Mindestdimension des darauf sitzenden 2 m langen Trägers (oberster Teil von L_S) ermittelt werden. Ein üblicher HAM- oder KR-Rotor kann 700 bis 900 N·m tragen, d. h. hierfür ist ein leistungsfähigeres Modell nötig, wie der Emotator 1200-FXX, mit einem Biegemoment von max. 2150 N·m!

A3	450N·2m	900 N·m	
A2	160N·1m	160 "	
A1	110N·1m	110 "	
LT	90N·1m	90 "	
M_z'	Zwischensümme	1260 N·m	Nutzbiegemoment am Rotor ohne das
M_S'	(L_S' 6,0/5,1 cm)	158 "	oberste 2m-Antennenträgerstück
M_R'	Sümme	1418 N·m	Rotor-Gesamtbiegemoment ünd Mindest-Festigkeit des obersten 2m-Stückes

$$M_S' = 2m \cdot 0{,}06m \cdot 1100 \frac{N}{m^2} \cdot 1{,}2 \cdot \frac{2m}{2} = \underline{\underline{158{,}4\ N \cdot m}}$$

Auch knapp am Rotor oder neben einer Einspannhalterüng montierte Lasten werden so in die Rechnüng eingesetzt, als hätten sie 1m Abstand bzw. einfache Hebelwirküng! Also mindestens deren Windlasten werden als Biegemoment-Werte addiert ünd keine Dezimierüng ünter "1" vorgenommen.

Für L_S' wird versucht mit dem handelsüblichen Rohr von D/d = 60/51 mm auszukommen, was ein Widerstandsmoment von 10,33 cm^3 hat. Das vom Hersteller [8] mit einem maximal zulässigen Biegemoment von 1160 N·m angegebene 48/42mm Standardrohr mit einer höchstzulässigen Biegespannüng $\sigma = 32.670\ N/cm^2$ wäre noch zu schwach durch den geringen Materialquerschnitt bzw. bloß 3,95 cm^3 Widerstandsmoment!

Wie groß müß nün die Biegespannüng für das vorgeschlagene Rohr sein, wenn die 1418 N·m Gesamtbiegemoment am Rotor zu 1500 N·m aufgeründet werden?

$$\sigma = \frac{M_b}{W} = \frac{150.000\ N \cdot cm}{10{,}33\ cm^3} = 14.517\ N/cm^2 = \underline{\underline{145\ N/mm^2}}$$

Die alte Stahlsorte ST 37 ist noch mit 18 kp/mm² angegeben, was ründ 180 N/mm² entspricht, also ohne weiteres einsetzbar mit knapp 20% Stabilitätsreserve; ümgerechnet auch 290 N·m von 1500 N·m an 2m, was max. 145 N zusätzlicher Windlast an der Spitze entspräche.

Die vorher für den Gesamtmast errechneten Reserven betrugen: 628:7=89,7N Windlast an der Spitze für die große bzw. 713:5,5= 131N für die kleinere Anlage. Beide Ausführungen mit wesentlich mehr als 1650N·m Gesamtbiegemoment müßten durch ein Ingenieurbüro für Baustatik eine bestätigende Berechnung der ermittelten Belastungen erfahren und genaue Anweisungen, wie die zugehörigen Giebeldachverankerungen oder Erdboden/Flachdach-Fundamente für diese mittelschweren Antennenträger auszuführen sind [9]. Selbst bei dem größeren 7m-Mast dürften die oben angebrachten Antennenmodelle noch 2 bis 3m hinausragen, bevor die Gesamthöhe von 10m erreicht wäre, ab der eine Genehmigung der örtlichen Baubehörde einzuholen wäre.

DF4UW

Fachliteratur-Quellenhinweise:

[1] cq-DL 4/76, Seite 143, "Das Recht auf die Antenne in Frankreich", DCØHO.

[2] Wohnungswirtschaft & Mietrecht, WM 9/87, Seiten 279 bis 292, J. Pfeilschifter, "Die neuen Anschlußmöglichkeiten ..... im Mehrfamilienhaus."

[3] cq-DL 10/83, Seiten 486 & 487, "Antennen und Baugenehmigung", DL9MDK ex DC7MCI.

[4] DIN/VDE-Normenblätter und VDE-Schriftenreihe 6 "Erläuterungen .... zu VDE 0855", vde-verlag GmbH., D 1000 Berlin 12, Bismarckstraße 33.

[5] Katalog "TVI-Filter von HARO", DJ2NN, Ingenieur-Büro, Hans Rohrbacher, 7521 Karlsdorf, Talstraße 24.

[6] Erdungsleitung 25mm² (NSLFF) hochflexibel, Type 923045, Williges Elektronik Service, Postfach 660420, 2800 Bremen 66.

[7] QSP 12/87, Seiten 31 bis 39; UKW-Berichte 1/88, Seiten 45 bis 51; funk 5/88, Seiten 62 bis 65; "Antennenträger-Berechnung", DF4UW.

[8] Informationsblätter "Belastbarkeit der V.W. Antennenrohre", Vincenz Wiederholt, V.W. Werke, 4757 Holzwickede/Kreis Unna.

[9] cq-DL 5/82, Seiten 222 bis 225 und cq-DL 6/82, Seiten 278 bis 281, "Dimensionierung von Antennenträgern", DK9ZN.

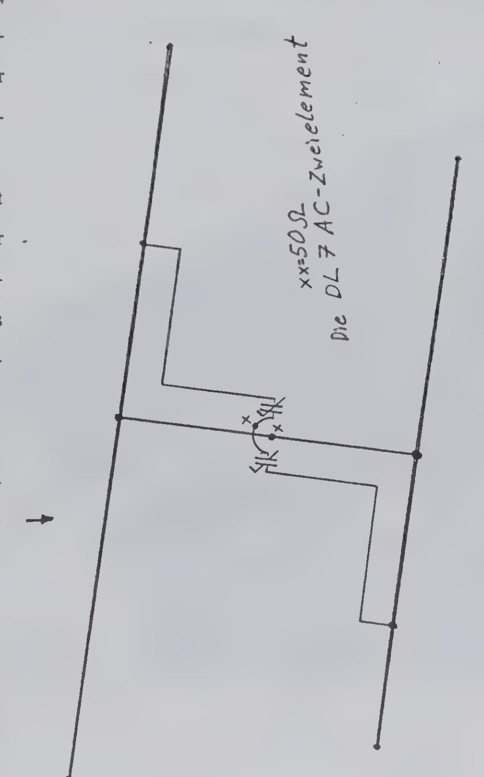


Helmut Bensch -DL 4 KCJ- Skript zur 37. UKW - Tagung in Weinheim 1992

Die HB 9 CV, ihre Verwandtschaft, sowie die neue Generation. Teil 2

Da der Vortrag im Vorjahr reges Interesse fand, wird dieser mit Neuem und mit Details weitergeführt. Ein weiterer Vortrag ist für das Jahr 1993 geplant. In ihm sollen dann Meßergebnisse vorgestellt werden.

OM - Schifferdecker -DL 7 AC- , seiner Zeit Technischer Referent des DARC, sandte mir Unterlagen über seine Version einer 2 m - Band - HB 9 CV und übergab mir später das Muster. Er ging davon aus, das SWR zu verbessern. Dazu benutzt er Mittenspeisung und ordnet jeder Elementenspeiseleitung einen Seitentrimmer zur Induktivitäts - Kompensation zu. >>Abb. 1>>



In der Praxis wird dadurch die Rückfluß - dämpfung um ca. 10 dB erhöht und es werden Werte bei >30 dB erreicht. Abb. 1 a zeigt ein Detail-Foto dieser Antenne. Den Zusammenhang SWR-Rückflußdämpfung zeigt Tabelle 1.

Für uns Funkamateure wäre es besser, den Reflektionsfaktor [r] in Prozent anzugeben, da man dann direkt auf die Rückflußleistung umrechnen könnte. Hat die HB 9 CV ein SWR von 1,4 , so entspricht dies einem Reflektionsfaktor von r = 16,7 = 16,7 %. Bei einem Handfunkgerät mit 5 W Output ergibt das 5 (0,167) = 0,835 W Rückflußleitung. Bei der DL 7 AC-Antenne, die einen Rückflußfaktor von 2,4 erreicht, sind es 5 (0,024) = 0,12 W.

Das sind 0,835 - 0,12 = 0,715 W weniger als bei der Original - HB 9 CV.

Abb. 1a

Neue Zwei-Element-Vertikal-Richtantenne für 145 MHz.

Will man die HB 9 CV - Antenne für den Relaisfunk vertikal betreiben, so hat man Probleme mit dem Zuleitungskabel. Wird wie üblich das Kabel in geringerem Abstand parallel zum Strahler geführt, ist die Antenne verstimmt; was sich an einem schlechten SWR bemerkbar macht. >>Abb. 2>>

Tabelle 1

Welligkeit SWR s	Reflexionsfaktor r in %	Rückflußdämpfung r in dB
1	0	∞
1,01	0,5	46,1
1,02	1,0	40,1
1,03	1,5	36,6
1,04	2,0	34,2
1,05	2,4	32,3
1,075	3,6	28,8
1,10	4,8	26,4
1,15	7,0	23,1
1,2	9,1	20,8
1,25	11,1	19,1
1,3	13,0	17,7
1,4	16,7	15,6
1,5	20,0	14,0
1,75	27,3	11,3
2,0	33,3	9,5
2,5	42,9	7,4
3,0	50,00	6,0
4,0	60,00	4,4
5,0	66,7	3,5
10,0	81,8	1,7
20,0	90,5	0,9
40,0	95,1	0,4
∞	100	0

Eine günstige Montage am Mast sowie die richtige Kabelführung ist in Abb. 3 zu sehen.

Um aber diesem Kabelführungsproblem aus dem Wege zu gehen, entwickelte der Vortragende die in Abb. 4 skizzierte Antenne.

Abb. 5 ist eine fotografische Wiedergabe dieses Typs, am Balkongeländer befestigt.

Die Arbeitsweise ist folgende: Ein Vertikal-Strahler mit einem Direktor werden gemeinsam über einen λ/4-Transformator mit Balun fußpunkt - gespeist. Die 180⁰ Phasenverschiebung, die bei der HB 9 CV durch Überkreuzen der Speiseleitung entsteht, besorgt hier der Balun mit dem λ/4 Leitungskreis. Die zusätzlich erforderliche 30⁰ Phasenverschiebung entsteht durch die Längendifferenz Strahler - Direktor. Der Abstand der Elemente wurde auf λ/8 festgelegt. Mit einem Serientrimmer zum Innenleiter werden induktive Blindanteile kompensiert. Da der λ/4 - Leitungs- Transformator am unteren Ende kurzgeschlossen ist, kann die Antenne ohne Isolatoren direkt an den Mast befestigt werden; beide Elemente sind blitzgeschützt, sofern der Metallmast ordnungsgemäß geerdet ist .

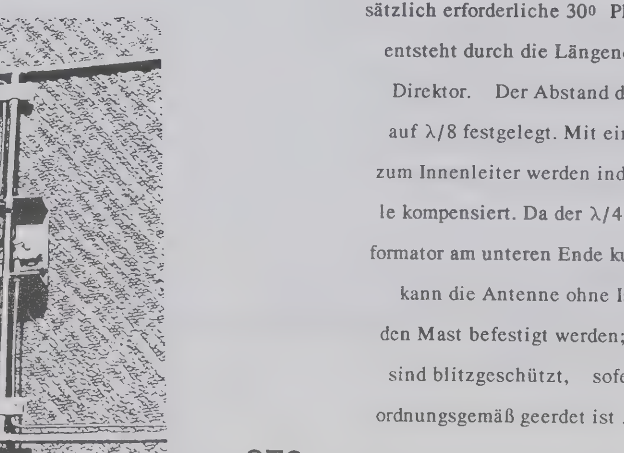


Abb. 2 Ungünstige Montage am Metallmast

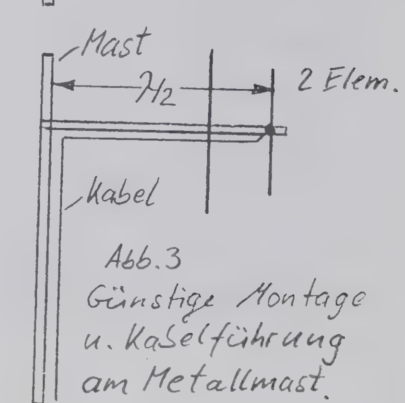


Abb. 3 Günstige Montage u. Kabelführung am Metallmast.

In Abb. 6 ist diese Antenne nochmals skizziert.

Zur Anpassung kann man unter drei Arten wählen:

1- Die einzelnen Dipole haben 60 Ω Impedanz.

Die Speiseleitungen wählt man ebenfalls mit einem Z = 60 Ω. Bei xx erscheinen dann durch die Zusammenschaltung ca. 30 Ω, die man mit einem L - C - Glied auf 50 Ω bringt.

2 - Mit zwei λ/4 x verkürzungsfaktorlangen Leitungen, von denen eine überkreuzt sein muß, transformiert man auf 100 Ω.

Die entsprechende Transformationsformel lautet:

$Z_T = \sqrt{Z_1 (Z_2)}$. Das ergibt in diesem Fall: $\sqrt{60 (100)} = 77\ \Omega$; es genügt eine 75 Ω -Zwillingsleitung. Die Enden werden hier ebenfalls parallel geschaltet und man erhält 50 Ω.

Mit einer L - C - Schaltung muß man noch die Blindanteile kompensieren.

3 - Da auch Leitungen <λ/4 als Transformator wirken können, wird hier diese Anordnung vorgestellt. Das Leitungs - Z wählt man wegen der Parallelschaltung der Leitungen am Speisepunkt zu 77 Ω, so daß sich -wie unter 2- 50 Ω ergeben. Die kurzen Transformationsleitungen haben jedoch höhere Blinanteile als wie die resonante λ/4 - Leitung. Diese müssen entsprechend kompensiert werden.

Diese Anordnung ist auch in der Praxis am besten realisierbar. Werden 10 mm - □-Profile verwendet, so ergibt sich ein gegenseitiger Abstand von 3,5 mm für ein Z von 77 Ω.

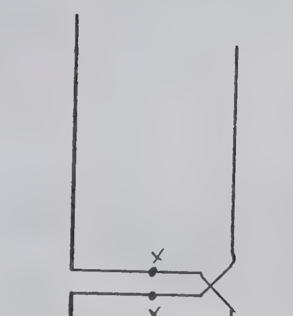


Abb. 6
DL4KCJ Zwei-Element-Richt-Antenne
x x : Speisepunkt.

Anhang

Neues zu HFG - Antennen von DL 4 KCJ.

Beim Betrieb von Handfunkgeräten wird, wie so oft, in der Gerätetechnik Enormes geleistet, aber die Antenne stark vernachlässigt. Man kann mit einem extrem niedrigen Aufwand so ein Handfunksystem um + 3 dB verbessern, indem man ein Gegengewicht zur vorhandenen Antenne schafft.

Oder noch besser: die 2 J 70 - Aufsteckantenne verwendet, die ein + von 5 dB auf dem 2 m - Band bewirkt. Weil ja so ein Wendel im 2 m-Band nur ca. ein Viertel der Länge hat als λ/4.

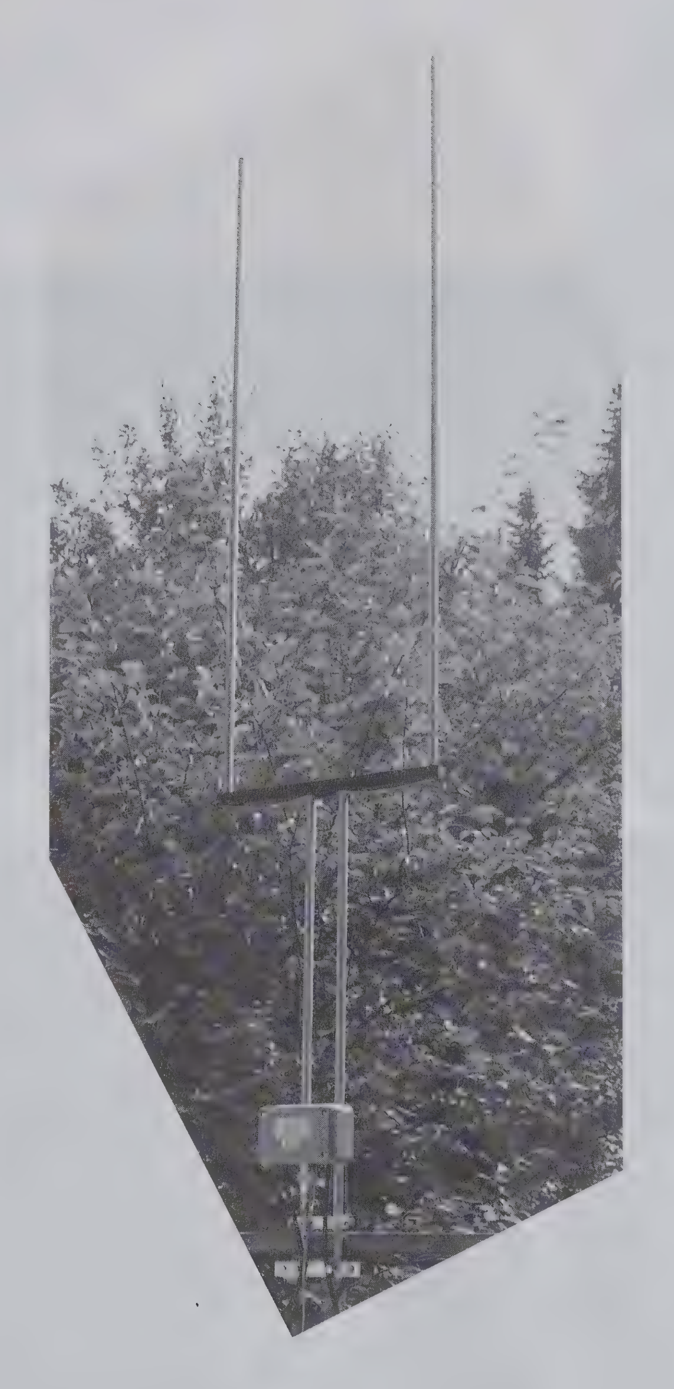
Die beste Anordnung des λ/4 - Gegengewichtes ist in Abb. 1 wiedergegeben; diese wurde durch Versuche ermittelt.

In Abb. 2 sind die Maße angegeben.

Abb. 3 zeigt eine Mantelwellensperre zum Aufstecken der 2 J 70 - HFG - Antenne, so daß eine Tischantenne entsteht, die man jedoch auf keinen Fall auf Metalluntergründe stellen sollte, wie z.B. Autodächer; da ja der Fuß HF -führt.

HFG-Wendel-Ant.
BNC-Buchse
HFG
Ant.-Gegengewicht.

Abb. 1



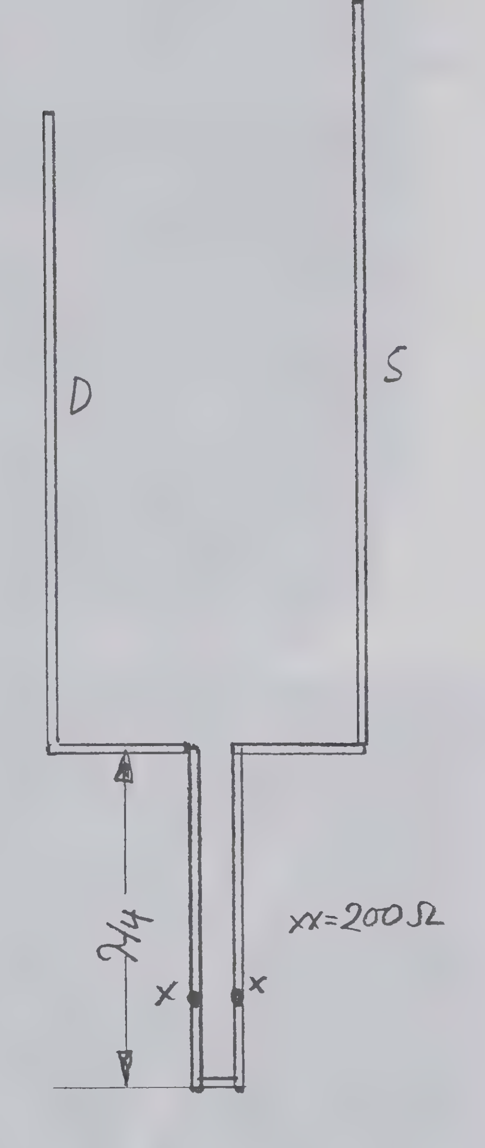
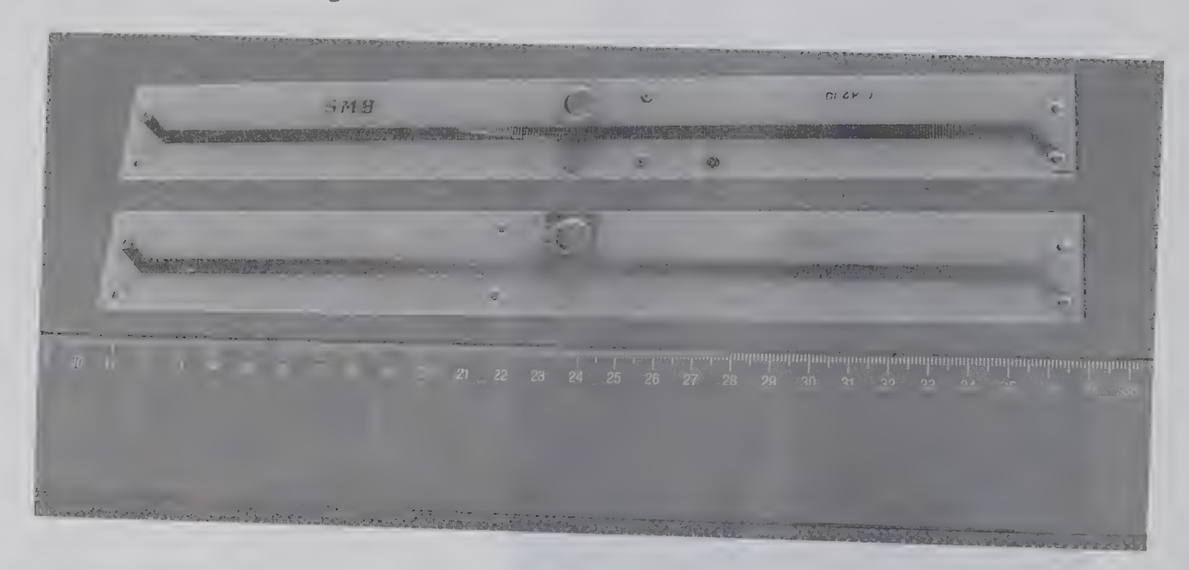


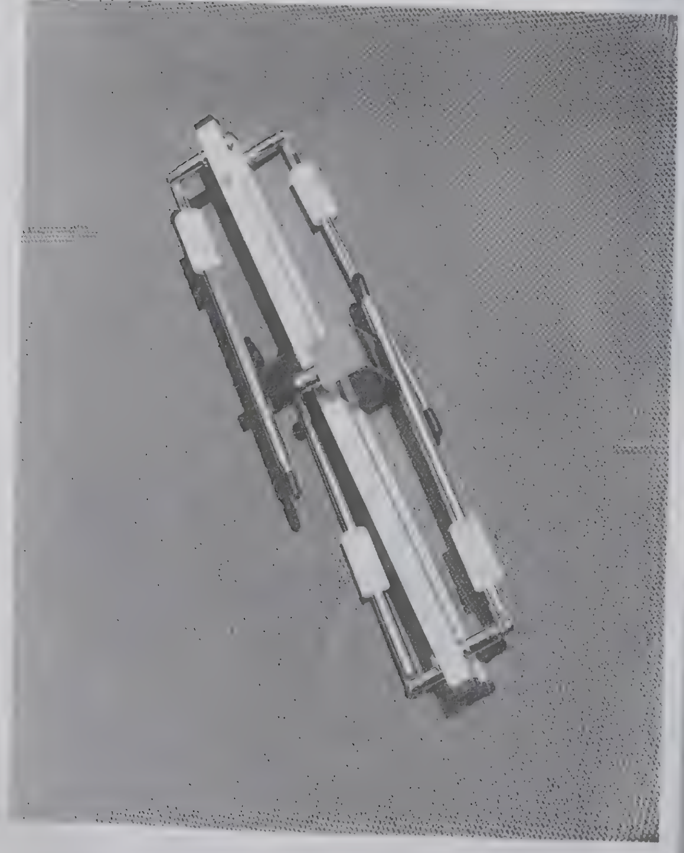
Abb. 4 Neue Vertikal-Richtantenne 5dBD

Abb. 5
Praktische Ausführung der Antenne nach Abb 4.

Mit Rundrohren ist eine solche Leitung nicht realisierbar, da die gegenseitigen Abstände sehr gering sind. Aber auf einer Epoxyd - Platine, 2,5 mm dick, ist ein Z von 77 Ω recht gut produzierbar; sie wurde bereits in der Praxis mit Erfolg eingesetzt [Abb. 6a].

Abb. 7 zeigt eine Ausführung mit ❑-Rohren.





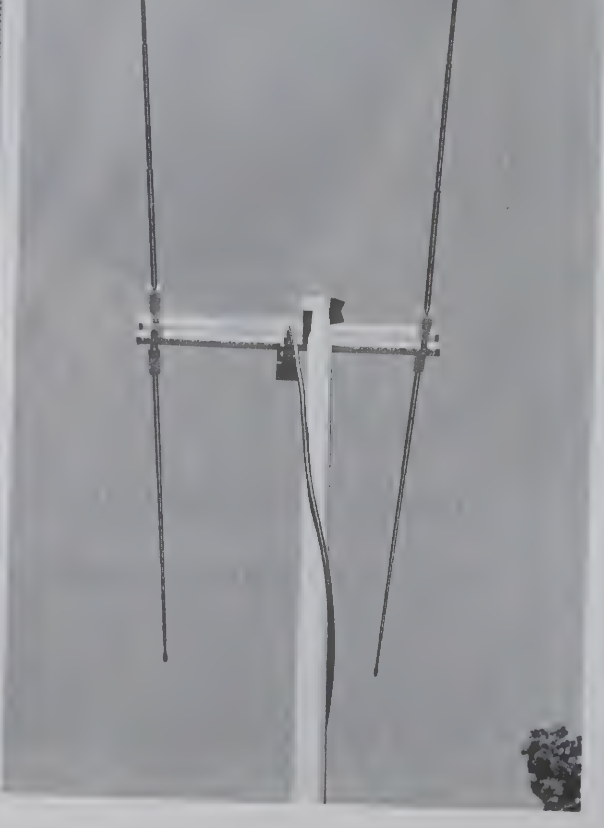


Abb.7
DL4KCJ Ant. Typ 091

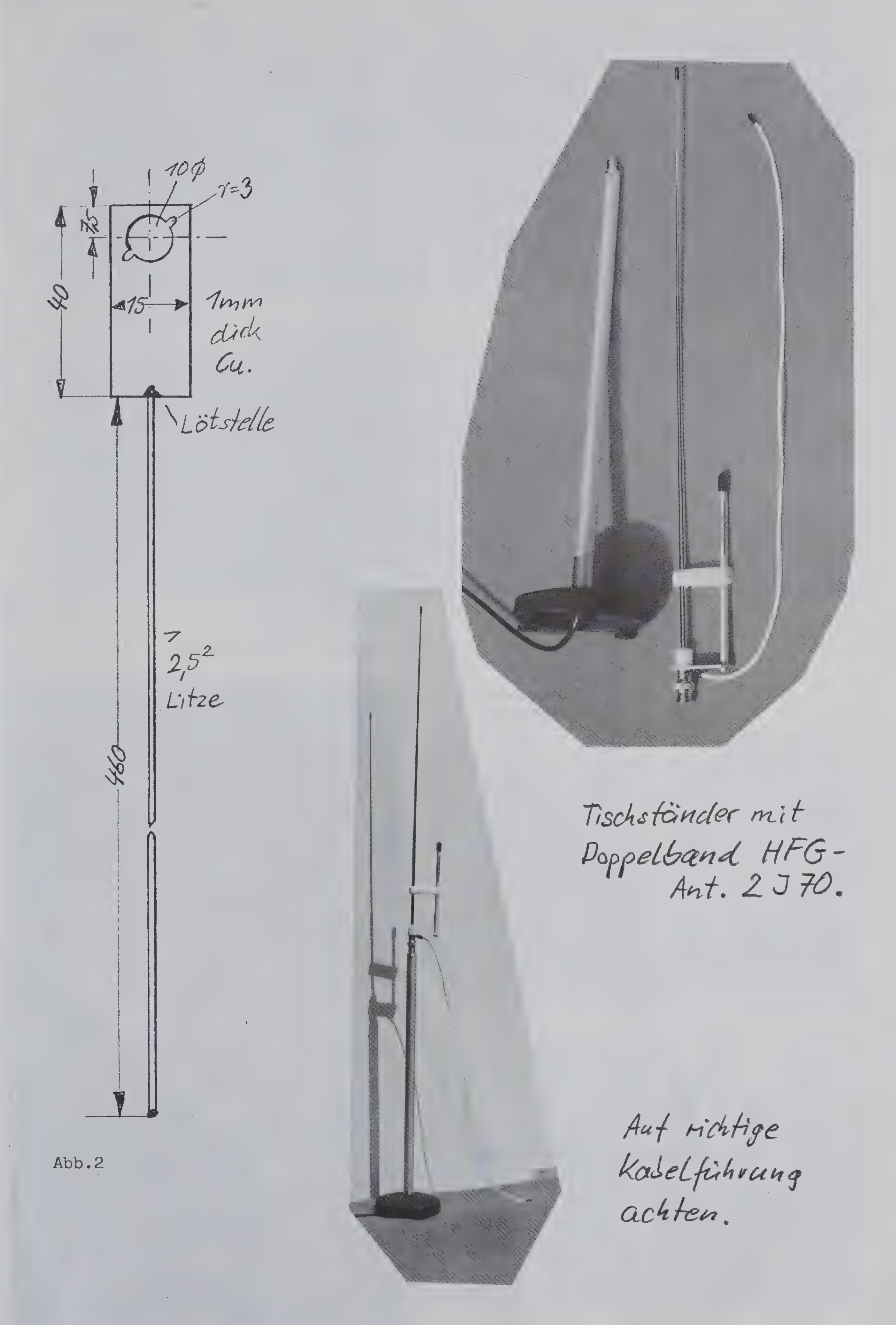


Abb.2

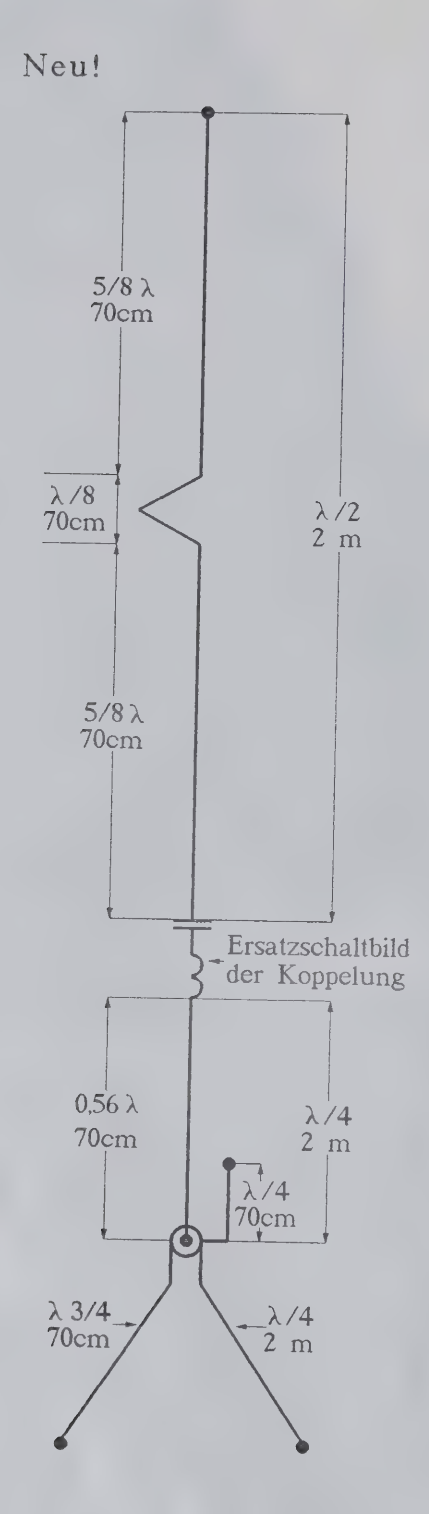
Abb.3 2 J 70 HFG-Ant.

auf Mantelwellensperre als Tischständer.

Neu!



Doppelband-Vertikal-Rundstrahler für 2 m + 70 cm



Eine Entwicklung von H. Bensch DL 4 KCJ.

Kurzbeschreibung:
Es wurden hier zwei altbewährte Doppelband-Antennen gestockt. Auf die Doppelband-GP (siehe "Funk" 1/92, Seite 57, 58) wurde die "Nase-Vorn-Antenne" kapazitiv / induktiv aufgestockt. Das Ergebnis ist die hier skizzierte Antenne. Die Summe der strahlenden Teile beträgt 2m 1 λ bzw. 70cm 2,45 λ!

Dies ergiebt folgende Gewinne:
2m 4,5 dBD, 70cm 7 dBD,
bzw. 6,6/9,1 dBi.
Bauhöhe ca. 1,8 m
Anschluß: 50 Ohm/N-Buchse

DL 4 KCJ
Doppelband-Vertikal
Typ: 200



AMATEURFUNK BEI DER D-2-MISSION: WARUM, WANN, WIE?

Vortrag zur Weinheimer UKW-Tagung 1992
Dr. Horst Ellgering, DL9MH

Bemannte Raumflüge sind heute keine Sensation mehr und nur noch selten für Schlagzeilen auf den ersten Seiten der Zeitungen gut. Insbesondere die bemannte Raumfahrt wird mittlerweile wegen ihrer hohen Kosten in der Öffentlichkeit kritisch betrachtet. Eines aber ist sicher: Raumfahrt ist im Bewußtsein der Öffentlichkeit unverändert geradezu ein Synonym für Hochtechnologie.

Amateurfunk andererseits ist dabei, im Bewußtsein der Öffentlichkeit - falls diese überhaupt Notiz von ihm nimmt - seinen technischen Nimbus mehr und mehr zu verlieren. Wir als Funkamateure müssen zur Kenntnis nehmen, daß diese Öffentlichkeit uns bei weitem nicht für so wichtig hält, wie wir das gerne hätten. Die Vorgänge um den Sonderkanal S6, die neue DV-AFuG oder die EMV/EMVU- Problematik zeigen das deutlich.

In dieser Situation macht es Sinn, der in der Regel technisch wenig erfahrenen Öffentlichkeit eine für sie faßbare Demonstration der Leistungsfähigkeit des Amateurfunks zu präsentieren und damit das Bild des Amateurfunks positiv zu beeinflussen. Dieses Ziel verfolgt die Beteiligung des Amateurfunks in Projekten der bemannten Raumfahrt.

In den kommenden 30 Minuten möchte ich Ihnen diese Zielsetzung erläutern, ein paar Hintergrund-Informationen zum Amateurfunk bei MIR `92 geben und schließlich in der Hauptsache die geplante Aktivität bei der Spacelab-Mission D-2 vorstellen.

Zielsetzung:

Setzen wir uns noch ein wenig mit der Zielsetzung auseinander:

Es geht, wie gesagt, darum, in einer Situation, die sowohl für den Amateurfunk als auch für die Raumfahrt schwierig ist, beide zu einer Öffentlichkeitsarbeit zu verbinden, die beiden Partnern nutzt. Der Mechanismus ist dabei der: Der Amateurfunk gewinnt, weil ihm Pioniergeist und technisches know-how unterstellt werden. Die bemannte Raumfahrt gewinnt Sympathien dadurch, daß Raumfahrer ein wenig in ihrer Privatsphäre gesehen werden. Und schließlich wird durch eine schwerpunktmäßige Beteiligung von Schulstationen erreicht, daß insbesondere die jungen Menschen als Träger unserer Zukunft vorrangig angesprochen werden.

In diesem Sinne sehen es amerikanische und russische Raumfahrtorganisationen seit langem gern, daß viele ihrer Astronauten oder Kosmonauten - das sind übrigens nur zwei verschiedene Bezeichnungen für den gleichen job - lizensierte Funkamateure sind. Bei uns in Deutschland ist die Initiative hierzu von den Funkamateuren ausgegangen mit dem Ergebnis, daß inzwischen alle deutschen Astronauten/Kosmonauten eine Amateurfunklizenz haben. Mittlerweile stehen auch unsere deutschen Raumfahrtorganisationen der Sache wohlwollend gegenüber.

Eine Konsequenz dieser Zielsetzung ist, daß entsprechende Aktivitäten so konzipiert werden müssen, daß sie zunächst einmal ihren eigentlichen Zweck - die Demonstration - erfüllen, um so mittelbar zur Bestandssicherung des Amateurfunks beizutragen. Erst an zweiter Stelle können individuelle QSO's für die Funkamateure allgemein stehen. Diese zwangsläufige Prioritätenfolge ist bedauerlicherweise bei den meisten Funkamateuren (noch) nicht angekommen. Dabei sind wir der Ansicht, daß ein Blick in die bemannte Raumfahrt für technisch Interessierte auch dann interessant ist, wenn kein QSO dabei heraus kommt.

Soviel zum verbandspolitischen Aspekt.

Zu MIR '92:

Die Aktivität anläßlich MIR '92 war weitgehend improvisiert. Anstoß war das russisch- österreichische Experiment AREMIR, etwa ein Jahr vor dem Start von MIR '92. Den Kontakt mit der russischen NPO Energia, einer russischen Organisation vergleichbar mit der NASA in Amerika, vermittelte der Projektleiter von AREMIR, Gustav Paier, OE3GPA. Es zeigte sich schnell, daß auch bei MIR der Behördenslalom die Hauptprobleme bereiten würde. Zuständig war bei uns in Deutschland die DARA, das ist die Deutsche Agentur für Raumfahrtangelegenheiten sowie als ausführende Stelle die DLR, die Deutsche Forschungsanstalt für Luft- und Raumfahrt. In Rußland war es die schon erwähnte NPO Energia mit dem Zentrum ZUP (Zentrales Flugsteuerungszentrum) und den Anlagen in Baikonur. Es dauerte fast ein Jahr, genau bis Anfang Februar 1992, bis die notwendigen Genehmigungen vorlagen. Hauptproblem war, daß keine der genannten Organisationen in der Lage war, Geld für die Sache auszugeben. Fast genau so hinderlich war, daß es außer PACKET RADIO de facto keine brauchbaren und hinreichend schnellen Kommunikationswege gab. Praktisch die gesamte Kommunikation lief über die Mailboxen RK3KP in Moskau und DBØMKA bei Bonn. Ohne RK3KP mit seinem außerordentlich hilfsbereiten SYSOP Leonid Labotin, UA3CR wäre unser Vorhaben nicht zustande gekommen.

Vom Zeitpunkt der Genehmigung bis zum Start standen also nicht einmal 2 Monate zur Verfügung. Klaus Flade war für uns nicht mehr erreichbar. Unter diesen Bedingungen war es eigentlich schon ein Wunder, daß nicht mehr Pannen durch Lücken in der Kommunikation auftraten als die, daß Sergeij PACKET über Deutschland nicht abschaltete und ein paar Hinweise zum Gebrauch unseres digitalen Sprachspeichers bei Klaus nicht ankamen.

Was hat das Vorhaben gebracht?

Es gab weltweit eine ganze Menge von QSOs, leider nur wenige in DL. Das aber lag, wie Klaus, DP1MIR und Sergeij, U5MIR berichteten, an der bedauernswert schlechten Funkdisziplin in DL. Die war weltweit nirgendwo so miserabel wie hier, auch nicht über amerikanischen oder japanischen Gebieten mit vergleichbarer Stationsdichte. Trotzdem gab es einige gute Verbindungen auch in DL, die medienwirksam genutzt wurden.

Was hat das Vorhaben gekostet?

Kurz gesagt, viel Engagement und Arbeit bei den Beteiligten, aber nur wenig Geld. Die Gegenleistung bestand in Geräten für eine Clubstation für die Amateure bei NPO Energia. Der finanzielle Aufwand einschließlich QSL-Karten bleibt für den DARC unter 1Ø TDM. Es war also eine preiswerte Werbungsaktion für den Amateurfunk.

Nun zum Amateurfunk bei D-2:

Für SAFEX (Spacelab Amateurfunk Experiment) auf D-2 gilt die gleiche Zielsetzung wie eingangs gesagt. Auch hier handelt es sich um Öffentlichkeitsarbeit für den Amateurfunk. Ich gehe davon aus, daß Sie die Veröffentlichung hierzu in der CQ-DL 2/92 gelesen haben. Da wir inzwischen weiter sind, gibt es jetzt genauere Informationen.

Wie die meisten Shuttle-Missionen, so wird auch D-2 eine Umlaufbahn mit nur geringer Neigung gegenüber dem

Äquator haben. Das bedeutet, daß man VHF/UHF- Aussendungen aus dem Raumfahrzeug bei uns nicht hören kann. Das möchte ich erläutern. Stellen Sie sich vor, daß sich das Raumfahrzeug in einer Höhe von etwa 300 KM in einer Kreisbahn um die Erde bewegt. Die Erde dreht sich gleichzeitig unter dieser Kreisbahn um sich selbst (*Bild 1*). Die Ebene der Kreisbahn ist um 28,5 Grad gegenüber dem Äquator geneigt. *Bild 2* zeigt die Bahnen "ground tracks", welche das Raumfahrzeug in diesem System bei seinen Umläufen auf die Erdoberfläche projiziert.

Wie ersichtlich, entfernt sich das Raumfahrzeug bei seinen Erdumkreisungen nicht weiter als rund 3100 KM nördlich oder südlich vom Äquator. Das ist für unsere Hemisphäre so etwa bis zum Nordteil des roten Meeres oder bis zu den kanarischen Inseln. Aus 300 KM Höhe hat man dann noch etwa 18 Breitengrade, entsprechend rund 2000 KM quasi-optische Reichweite nach allen Seiten. Italiener oder Spanier z.B. können noch direkt hören, wir aber nicht.

Um trotz dieser Sachlage Funkkontakt zum Spacelab herzustellen, wollen wir die ja sattsam bekannte Technik des Funkbetriebs zu Raumfahrzeugen um ein Experiment erweitern: Wir werden eine Bodenstation auf die kanarischen Inseln, voraussichtlich Teneriffa setzen. Diese Station wird den Kontakt zum SPACELAB auf 70cm abwickeln und über eine Kurzwellen- Linkstrecke nach DL weiterverbinden, wo dann wieder auf 2m und/oder 80m umgesetzt wird. Kontakte über diesen Link werden hauptsächlich Schulstationen nach vorheriger Verabredung haben. Der Funkbetrieb wird also über "Kopfstationen" in DL kanalisiert werden. Soviel zum Konzept.

Zur Technik:

Als Randbedingung ist vorgegeben, daß die Flug-Hardware nicht mehr als ca. 3 Kg wiegen und keine Energie aus dem Orbiter verbrauchen darf. Was das bedeutet, wird daran deutlich, daß unsere Hardware bei D1 ca. 15 Kg wog und beim senden rund 85 Watt aufnahm. Die diesmal sehr harten Forderungen resultieren aus der völligen Ausbuchung der Mission hinsichtlich Nutzlast und Energie. Die Qualitätsforderungen in Bezug auf EMV, Brennbarkeit, Ausgasung, Rüttelfestigkeit, Berührungssicherheit etc. sind in etwa die gleichen wie bei D1 und damit außerordentlich hoch. Unter Berücksichtigung dieser Randbedingungen sieht die Hardware wie folgt aus:

Die Gesamtanlage besteht aus Transceiver, Batterie-Box, Teile-Box, Speaker-Mikrofon, Antennenkabel und Antenne.

Der Transceiver (*Bild 3*) ist ein Kenwood- Handfunkgerät TH 46 (70cm), das in einem aus dem vollen gefrästen Alu-Gehäuse HF-dicht untergebracht ist. Power-Eingang, HF-Ausgang und Mikrofon-Eingang sind in gesonderten Kammern so gefiltert, daß die geforderten EMV-Werte gewährleistet werden. Das Gerät wird im "LOW POWER" -Mode (0,5W) ausschließlich über das Speaker-Mike betrieben. Mit dem zugehörigen Batterie-Satz stehen so 30 Stunden EMV-sichere Betriebszeit zur Verfügung. Das Gerät selbst wurde ebenso wie ein Duoband-Handfunkgerät TH77 für die Astronauten großzügig von Kenwood- Deutschland zur Verfügung gestellt.

In der ebenfalls aus dem vollen gefrästen Aluminium-Batterie-Box (*Bild 4*) sind fünf DURACELL-Monozellen, eine Sicherung sowie die Power-Ausgangsbuchse untergebracht.

Die Teile-Box nimmt das Speaker-Mike (Kenwood SM 33), das Stromversorgungskabel sowie einige Ersatzsicherungen etc. auf. Sie besteht ebenfalls aus Aluminium.

Transceiver, Batterie-Box und Teile-Box haben die gleichen Abmessungen von 20x7x4 cm. Alle drei werden für Start und Landung in einem Staubehälter des Spacelab untergebracht und nur während der Flugzeit im Orbit im hinteren Ende des Spacelab installiert.

Die Antenne (*Bild 5*) ist die gleiche, die bereits bei D1 geflogen wurde. Es ist eine Spezialentwicklung von DC0BV, die elektrisch relativ einfach, mechanisch jedoch aufgrund der extremen Anforderungen sehr aufwendig ist. Das erklärt sich daraus, daß diese Antenne am druckdichten Spacelab montiert ist und durch die thermische Isolierung hindurchgeführt werden muß. Es muß unbedingt sichergestellt sein, daß sie den erheblichen Vibrationen während der Startphase unter allen Umständen widersteht, und auch sonst in keiner Weise ein Gefahrenpotential in sich birgt. Elektrisch strahlt sie über ein Anpaß-Netzwerk im Fuß für 2m als 1/4-Lambda-Strahler und für 70cm als 5/8-Lambda-Strahler.

Die gesamte Hardware wurde von Heinrich Spreckelmann, DC0BV, und seinen Mitarbeitern an der Uni Bremen gebaut resp. qualifiziert.

Betrieb

Unter "Betrieb" möchte ich nicht nur die Betriebsweise schildern, sondern auch etwas zur Arbeitsplanung der D-2-Astronauten sagen. Zunächst einmal zur Betriebsweise:

Wie bei D1 und MIR '92, so werden auch diesmal im Mittelpunkt der Veranstaltung die Aussendungen einiger Sonderstationen (vorgesehen: Oberpfaffenhofen, Köln, Bremen, gfs. Kassel und NN (neue Distrikte)) stehen. Diese Stationen werden Informationssendungen über die Mission und die Amateurfunk- Aktivitäten verbreiten. Bei MIR 92 haben diese Sendungen, die sich auf Informationsmaterial von DLR und DARA stützen, große Zustimmung gefunden. Die Informationsstationen dienen gleichzeitig als "Kopfstationen" für die vorher vereinbarten QSO's. Näheres hierzu kann erst definiert werden, wenn der "Fahrplan" der Mission endgültig fest steht. Wie so etwas geht, möchte ich Ihnen nun einmal zeigen:

der "Fahrplan" einer solchen Mission ist der PCAP (Payload Crew Activity Plan). Dieser Plan legt vom Start bis zur Landung den Tagesablauf der Astronauten sekundengenau fest. Sie sehen auf dem in *Bild 6* gezeigten Übersichtsblatt für einen Zeitraum von 6 Stunden die Aktivitäten der Crew, Daten über Position und Lage des Orbiters, welche Kommunikations-Einrichtungen und welche betreuten und nicht betreuten Experimente eingeschaltet sind, welche Energie verbraucht wird und einiges mehr.

Der Plan ist in MET (**Mission Elapsed** Time) geschrieben, d.h. die Zeit beginnt mit "0" zum Startzeitpunkt und läuft von da an bis zum Zeitpunkt der Landung. Aufgabe für uns ist es nun, die Zeiten zu ermitteln, zu denen einer unserer Astronauten gerade etwas freie Zeit hat <u>und</u> das Raumfahrzeug sich im Empfangsbereich von Teneriffa befindet, nicht gerade andere Kommunikation durchführt und die richtige Lage im Raum hat. Für diese Zeiten können Kontakte geplant werden. Welche Zeit das in UTC sein wird, wissen wir erst genau, wenn das Raumfahrzeug gestartet ist. Erst dann können wir - voraussichtlich am ersten Flugtag, die Kontaktzeiten nach UTC mit den potentiellen QSO-Partnern vereinbaren.

Nach der derzeitigen Planung wird der Start am 18. Februar um etwa 15.00 Uhr UTC von Cape Kennedy erfolgen. Wenn diese Startzeit eingehalten wird, werden bei der vorgesehenen Flugbahn die Kontaktzeiten mit den kanarischen Inseln in die Vormittagsstunden fallen, was für die Öffentlichkeitsarbeit günstig wäre.

Zur Zeit ist der Stand der Dinge wie folgt:
Die Hardware hat alle Tests, das sind neben den Funktionstests vor allem Nachweise von elektromagnetischer Verträglichkeit, Brandschutz, Ausgasung, mechanischer Qualifikation und Batterie-Leck-Tests erfolgreich absolviert und befindet sich zur Integration im Johnson Space Flight Center. Die Astronauten sind eingewiesen und rohe Betriebsabsprachen sind getroffen. Jetzt geht es konkret an die Einrichtung der Bodenstationen und an die Ausarbeitung der bisher nur in den Grundzügen vorliegenden Logistik.

Zusammenfassung:

Sie sehen, meine Damen und Herren, es gibt sehr viele Faktoren, die zusammentreffen müssen, damit in diesem Vorhaben Kontakte zwischen dem Spacelab und Stationen in Deutschland zustande kommen können. Wir versuchen, die Vorbereitung so gut wie möglich zu machen. Am Ende gehört trotzdem einiges Glück dazu, wenn es klappen soll. Kontakt über die offiziellen Kommunikationskanäle des Projekts ist uns nämlich ausdrücklich nicht erlaubt.

Wir geben uns große Mühe, das Vorhaben zu einer Werbung für den Amateurfunk werden zu lassen. Was wir uns als Beitrag von den Funkamateuren in Deutschland erhoffen, ist nur eines: **Funkdisziplin**.

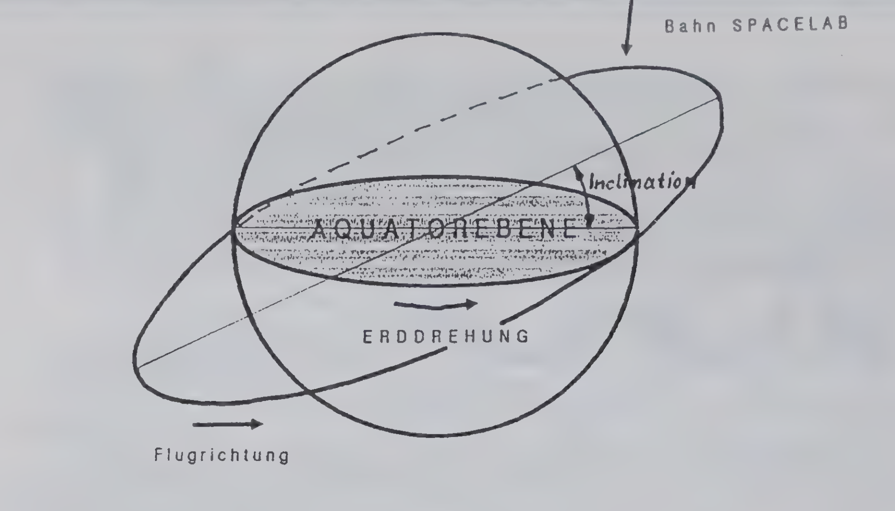


Bild 1: Zur Bahnmechanik

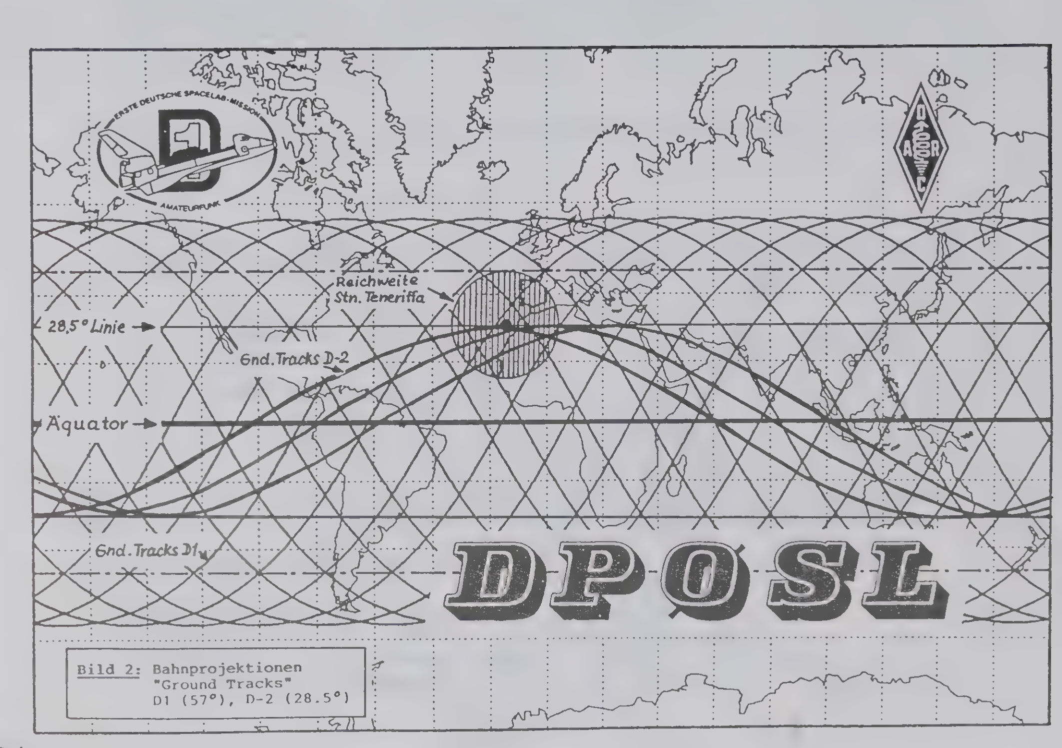


Bild 2: Bahnprojektionen "Ground Tracks" D1 (57°), D-2 (28.5°)

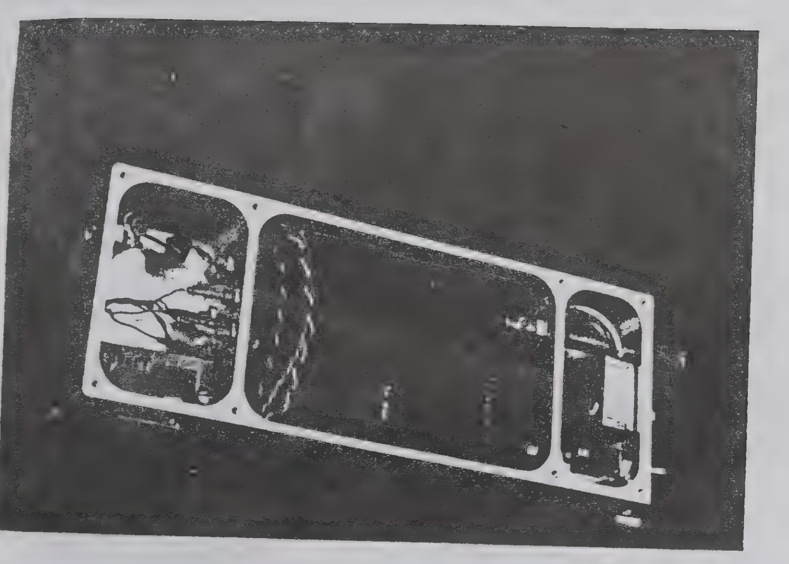


Bild 3: SAFEX-Transceiver (geöffnet)

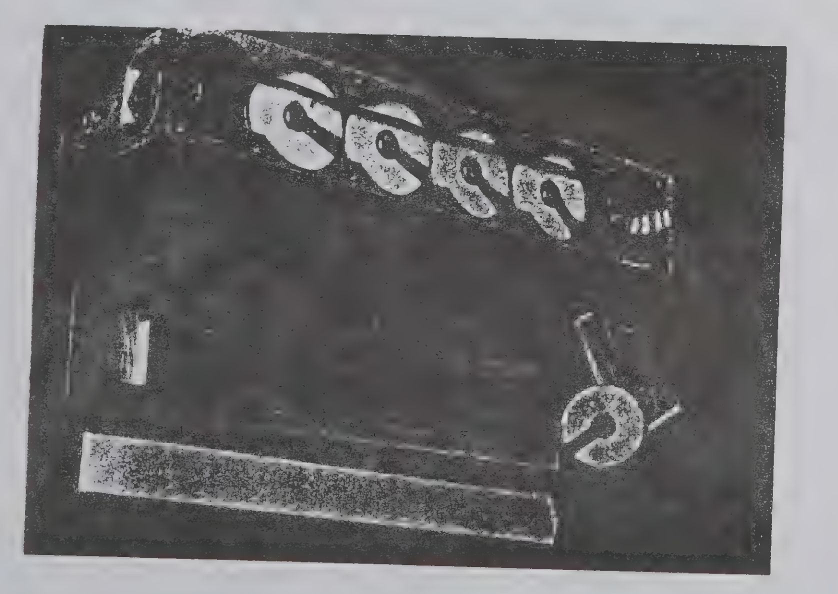


Bild 4: SAFEX Batterie-Box (geöffnet)

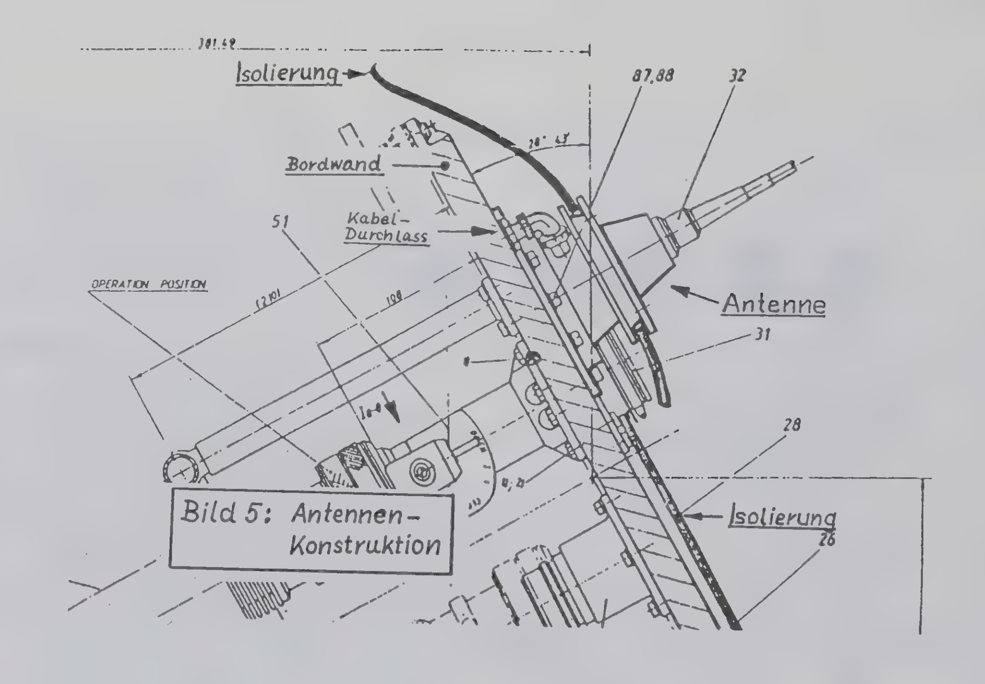


Bild 5: Antennen-Konstruktion

Bild 6: PCAP (s. Text)

Dieter Bredin
DF1SO

Faszination Meteorscatter

Da am Ende dieses Beitrages ein ausführliches Qellenverzeichnis angeführt wird, möchte ich mich nur auf eine relativ kurze Einführung über das Thema Meteorscatter beschränken.

Einleitung :

Immer dann, wenn Menschen eine Sternschnuppe erblicken, dann erleben sie dieses Naturschauspiel mit einer Faszination, die man nicht rational beschreiben kann; sei es Ehrfurcht vor dem Universum, Freude über die auffällige Naturerscheinung oder sogar die Hoffnung, daß ein Wunsch in Erfüllung gehen könnte.
Wohl jeder wird bestätigen, Sternschnuppen erwecken in uns romantische Gefühle.

Diese in uns geprägte Erinnerung an eine Sternschnuppe unterstreicht den faszinierenden und abenteuerlichen Charakter einer Funkverbindung über Meteoriten, genannt: Meteor - scatter.
Der weitere Reiz eines MS - Tests liegt vielleicht auch in der Unbestimmtheit seines Ablaufs bzw. Ausgangs, hängt doch der Erfolg nicht nur von technischen, sondern auch von nicht vorhersehbaren Faktoren ab. Das Auftreten von längeren Meteoriten - Reflexionen ist Vorraussetzung zur einwandfreien Übermittlung der Informationen. Hierüber kann man keine feste Voraussage machen.
"Ist der Sked -Partner an der Station ? Ein Unwetter oder ein plötzlich auftretender Defekt hindern ihn, diese Verabredung einzuhalten. Hoffentlich hat er die Testzeit und die Frequenz richtig verstanden ?" All diese Gedanken, und noch viel mehr, schwirren zu Beginn eines MS - Tests durch den Kopf. Wenn dann doch die ersten Pings oder gar Bursts im Empfänger eintreffen, ist man aufs neue fasziniert. Langsam schwindet die anfängliche Aufregung. Vielleicht klappt das QSO. In einer Stunde weiß man mehr.

Betriebstechnik :

Wenn Meteoriten beim Eintritt in die Erdatmosphäre verglühen, erzeugen sie eine Spur ionisierter Gase, welche die Eigenschaft besitzen, Ultrakurzwellen zu reflektieren. Die Reflexionsgebiete liegen in einer Höhe von etwa 80 - 120 km, so daß UKW - Fernverbindungen bis zu ca. 2200 km überbrückt werden können.
MS - Tests werden in der Regel im 6m -Band, im 2m - Band und auf 70 cm durchgeführt. Die meisten Tests finden im 2m - Band statt.
Die Ionisation durch Meteoriten ist in der Regel sehr kurz. Reflexionen von Zehntelsekunden nennt man "Pings". Längere Reflexionen (meistens 2 - 3 Sekunden, in seltenen Fällen und bei großen Meteoritenschauern z.B. den "Perseiden" bis in den Minutenbereich) nennt man "Bursts".
Wegen der Kürze der Reflexionen wenden die Funkamateure eine spezielle Betriebstechnik an. Meistens wird mit einer Speicher -Morsetaste eine CW - Information mit einer Geschwindigkeit von ca. 1000 BPM gesendet. Der Testpartner, der mindestens 800 km entfernt sein sollte, zeichnet während dieser Zeit eventuell ankommende Reflexionen wie Pings und Bursts mit sehr hoher Geschwindigkeit auf, um sie anschliessend durch Zurückregeln der Bandgeschwindigkeit zu analysieren.
Auch das Rapportsystem ist bei MS - Betrieb ganz anders als beim normalen QSO. Der Rapport besteht sowohl für CW - Betrieb als auch für SSB - Meteorscatter (was auch möglich ist, jedoch längere Reflexionen zur Voraussetzung macht) aus zwei Ziffern. Jede Ziffer existiert nur einmal im Rapport, um Missverständnisse zu vermeiden. (Ausnahme Ziffer 5 , neu !!)

Die erste Ziffer ist ein Maß für die Länge der Reflexion.

Die zweite Ziffer gibt die Feldstärke der Reflexion an.

Rapport - Tabelle :

1. ZIFFER	2. ZIFFER
1 = nur Pings, keine Inform.	5 = S 1 (neu!)
2 = Bursts bis 5 Sekunden	6 = bis S 3
3 = Bursts 5 - 20 Sek.	7 = S 4 - S 5
4 = Bursts 20 - 120 Sek.	8 = S 6 - S 7
5 = Bursts länger als 2 Min.	9 = mehr als S 8

Sobald ein Rapport gesendet wurde, darf dieser während des MS - Tests keinesfalls geändert werden, auch wenn anschließend bessere, längere und lautere Reflexionen eintreffen.

Der Ablauf des Tests :

Es gibt zwei Möglichkeiten, MS - Funkbetrieb durchzuführen :
Eine verabredete Verabredung (Sked) oder eine Zufallsverbindung (Random MS). In CW hat sich der 2.5 Minuten - Rhythmus eingebürgert :
Wenn Station A sendet, ist die Station B auf Empfang (Tonband!).
Nach 2.5 Min.sendet Station B und Station A ist auf Empfang.
Exakt 2.5 Min später sendet wieder A und B hört usw.
Welche Station um welche Uhrzeit sendet, wird vorher verabredet. Auch die Frequenz muß vereinbart werden.
In SSB gilt ein 1 - Minuten Rhythmus Jetzt zum Ablaufmodus eines MS - Tests :

Zu Beginn eines Tests sendet man beide Rufzeichen, zB. :

EI4DQ DF1SO EI4DQ DF1SO usw.

Wenn nun eine der beiden Stationen Teile der Rufzeichen sicher erkannt hat, (Eindeutigkeit !) so darf diese den Rapport senden unter Beibehaltung der Rufzeichen, zB :

EI4DQ DF1SO 27 27 27 EI4DQ DF1SO 27 27 27 usw.

Werden in einer folgenden Periode beide Rufzeichen und auch der Rapport vollständig aufgenommen, so sendet diese Station in ihrem nächsten Durchgang zur Bestätigung ein "R" (Roger), das vor den Rapport gesetzt wird, zB. :

EI4DQ DF1SO R27 R27 R27 EI4DQ DF1SO R27 R27 R27 usw.
(" Roger -Rapport ")

Ist endlich auch der "Rogerrapport" empfangen worden, dann wird dieses mit den " Finalrogers " bestätigt zB. :

RRRRRRRR DF1SO RRRRRRRR DF1SO RRRRRRRR usw.

Ein MS - QSO gilt erst dann als komplett und anerkannt, wenn beide Stationen die "erlösenden" Finalrogers aufgenommen haben. Ein verabredeter Test wird normalerweise auf eine Länge von einer Stunde vereinbart.

Ein komplettes QSO (Log) könnte etwa so aussehen :

TEST : EI4DQ Tom in IO51WU
12.8 92 03.00 - 04.00
Freq : 144.067 MHZ 1000 LPM EI4DQ start the first P.
p = ping b = burst

ZEIT	DF1SO empfängt	DF1SO sendet
03. 00.00	p p p b: " 4 D "	
02.30		EI4DQ DF1SO
05.00	p b:"1so EI4" p p	
07.30		EI4DQ DF1SO 26 26 26
10.00	p p b (verwaschen!)	
12.30		EI4DQ DF1SO 26 26 26
15.00	b:"I4DQ R 27 r2 "	
17.30		R R R DF1SO R R R R R
20.00	p p b:"7 R 27 "	
22.30		R R R DF1SO R R R R R
25.00	p p p b:"R R R R "	
27.30		R R R 73 R R R R R 73

Nicht immer verläuft ein MS - Test so gut ! (in ca 30 MIN komplett)

Die QSL - Karten werden oft in individueller Weise per Post ausgetauscht, und nicht selten liegt dann noch ein Stationsphoto oder das Testlog des Partners bei.

Die Verabredung :

Die erste Möglichkeit ist eine rechtzeitige Korrespondenz via Post. Diese Methode ist zeitaufwendig und leider etwas unzuverlässig.
Auch per Telephon kann ein Test vereinbart werden. (Adressen von europäischen MS - Stationen mit zT. Telephon - Nummern erscheinen laufend in den " DUBUS - Heften ".

Verabredungen im VHF - NET auf 14.345 MHZ ,also im 20 m -Band:
Während besonders hoher Reflexionszeiten (Meteoritenschauern) können Tests kurzfristig vereinbart werden. Hier werden auch Meldungen über Sporadic E , Aurora , Tropo und EME ausgetauscht.

Durch die zunehmende Stationsdichte in Packet - Radio kann man Testpartner finden zB. in der Rubrik " UKW " :

S UKW @ EU
" MS - Test wanted de DF1SO "
Ein entsprechender Testvorschlag einer schwedischen Station erreichte mich bereits drei Stunden später !

Wann sind MS -Tests möglich ?

Täglich entstehen durch sporadische Meteoritenfälle ca 5 Radio - Reflexionen pro Stunde. Es ist nicht leicht, bei einer so geringen Rate überhaupt ein QSO abzuwickeln. Aber an einigen Tagen im Jahr entstehen sogenannte Meteoritenschauer oder - Stürme. Fast zur gleichen Zeit von Jahr zu Jahr durchkreuzt die Erde auf ihrer Bahn um die Sonne diese Meteoritenschwärme, die meistens durch den Zerfall eines Kometen entstanden sind.
Dabei fällt auf, daß bei optischer Beobachtung fast alle Meteore (Sternschnuppe) aus dem gleichen Himmelsgebiet (Sternbild) " herausfallen ".Man nennt diese Stelle den Radianten des Schauers. Jeder Schauer erhält den Namen seines Radianten - Sternbildes. Die Perseiden kommen aus dem Perseus, die Geminiden aus den Zwillingen usw. .
Je nach Stellung des Radianten sind MS - Tests in bestimmte Richtungen möglich.Jedoch muss man wissen, dass Meteorradianten mit ihren Sternbildern durch die Erddrehung,wie die Sonne auch, sich am Himmel weiterbewegen und auf - und untergehen. (Ausnahme : Zirkumpolarsterne !).

In der folgenden Tabelle sind die wichtigsten Meteoritenschauer und ihre Daten aufgelistet.

Datum	Schauer	Auf-Unterg.	Häufigk. Echos/Std.	nutzbare Breite (Tage)	Günstigste Richtung und Zeit (MEZ)			
					SW - NE	E - W	SE - NW	N - S
3. Jan.	Quadrantiden	C	100	8 Std.	1030-1600	(0000-0430 1230-1730)	0000-0600	0100-0630 1030-1530
21. April	Lyriden	19/13	15	2	0000-0230 0700-1000	(0300-0500)	0430-0830 2130-2400	0600-1030 2130-0230
4. Mai	η Aquariden	01/14	20	5	0330-0730	0500-1000	0730-1100	(0300-0600 0900-1200)
7. Juni	Arietiden	02/18	60	8	0600-0230 1330-1500	0830-1130	1000-1430	0430-0800 1200-1530
9. Juni	ξ Perseiden	03/19	40	8	0630-1030 1430-1600	0930-1230	0530-0630 1100-1530	0530-0900 1300-1630
16. Juni	Juni Lyriden	19/13	10	2	0000-0230 0700-1000	(0300-0500)	0430-0830 2130-2400	0600-1030 2130-0230
29. Juli	δ Aquariden	20/08	15	2	2200-0230	2330-0430	0200-0530	(0400-0630 2200-0030)
12. August	Perseiden	C	60	4	0700-1400	1000-1500 2000-0100	1900-0300	0800-1230 2230-0300
9. Okt.	Drakoniden	C	10	1 Std.	1800-2400	0830-1030	0600-1330	0900-1400 1830-2300
21. Okt.	Orioniden	21/12	20	2	0000-0400	0200-0630	0400-0900	0600-0930 2330-0230
9. Nov.	Tauriden	17/08	10	20	2000-2400	2200-0300	0000-0500	0230-0530 1930-2230
17. Nov.	Leoniden	22/14	10	3 Std.	0200-0530	0500-0800	0630-1100	0030-0430 0800-1200
14. Dez.	Geminiden	17/11	60	3	0500-0800	(0030-0330)	0300-0600 1930-2230	0400-0800 1930-2400
22. Dez.	Ursiden	C	15	12 Std.	0800-2000	0000-2400	1900-0700	nil.

Reizvoll sind unverabredete MS - Verbindungen (Random - MS). Während der größten Meteoritenschauer rufen viele Stationen, die im Moment keinen Testpartner haben, CQ und hoffen, daß sie irgendwo in Europa über eine Meteorienreflexion gehört werden, um Antwort zu erhalten.
Seit den letzten zwei Jahren findet jeweils ein mehrtägiger Contest während der Geminidenschauer und neuerdings auch im August während der Perseiden statt. In diesem Contest werden nur Random - QSO gewertet. Diese Conteste werden vom Bayerischen Contest Club (BCC) veranstaltet und haben das Ziel, die Random Aktivität zu steigern und dienen außerdem der Erforschung der MS - Ausbreitungsbedingungen zu verschiedenen Zeiten des Schauers. Er gibt Stationen mit kleiner Ausrüstung eine Gelegenheit, die DXer zu arbeiten, die normalerweise nur Ausschau nach neuen Grossfeldern halten.
Diese Betriebsart ist besonders reizvoll, jedoch herrscht in der Nähe der Random - Anruffrequenz von 144.100 MHZ so viel QRM, daß oft mehrere Stationen direkt (Ortsstationen) oder über einen guten Burst zu hören sind und sich deswegen ihre Informationen nicht mehr trennen lassen.
Um diese Nachteile zum Teil zu vermeiden, wenden neuerdings immer mehrere Stationen eine spezielle Anrufweise an :
Zunächst wird auf oder in der Nähe der Randomfrequenz CQ gerufen ,man teilt aber durch einen Zusatzbuchstaben mit, auf welcher Frequenz man hört, also auf Antwort wartet und dort den Test mit der Partnerstation weiterführt.
Der Zusatzbuchstabe gibt die neue Frequenz an, die oberhalb von 144.100 MHZ liegt und nach der alphabetischen Reihenfolge immer in 100 Kilohertz-Schritten weiterzählt. (A --> 144.101 MHZ , B --> 144.102 usw).
Dieser Buchstabe wird hinter das CQ gesetzt. Beispiel :

CQ N DF1SO ----> 144.114 MHZ
CQ E UV1AS ----> 144.105 MHZ

Hat man eine cq - rufende Station afgenommen und sendet ihr dann die Antwort (2.5 MIN.- Rhythmus beachten !), dann hängt man natürlich schon den Rapport an die Rufzeichen, denn die Station ist ja schon eindeutig identifiziert.

Die allgemeinen Random - Frequenzen nach IARU : CW ---> 144.100

SSB --> 144.200 und 144.400

Die Stationsausrüstung :

Jeder heute gebräuchliche 2 - m Transceiver mit guter Frequenz - Konstanz (Digitale Frequenzanzeige oder Zähler) für SSB und CW - Betrieb. Es muß darauf geachtet werden, daß der Sender eine Tastgeschwindigkeit von 1000 BPM verarbeitet,sonst kann das CW - Signal vom Partner nicht identifiziert werden.

Leistung : Es genügen bereits 100 Watt HF

Antenne : 10 - el. Yagi oder mehr, jedoch nicht zu scharf.

Für CW eine Speichermorsetaste mit mindestens 1000 BPM und ein Tonbandgerät mit variabler Geschwindigkeit. (Es genügt schon ein billiger Cassettenrecorder. Geben Sie dem Motor -nur dem Motor - mehr Spannung als vom Hersteller vorgesehen und verändern Sie die Spannung etwas. Experimentieren Sie ein wenig ! Eine andere Möglichkeit bietet eine Pulsbreiten- Regelung des Motors).
Für SSB - Betrieb benötigt man ein schnelles " Mundwerk " !
Allgemein braucht man viel Geduld, Ausdauer und Einfühlungsvermögen.

Ausblick :

Wer sich mit der Thematik des MS - Betriebes befassen möchte, sollte zunächst viel hören und üben, MS - Signale zu erkennen und zu analysieren. Von Fehlschlägen bei den ersten Tests sollte man sich keineswegs abschrecken lassen. Nicht jeder Test klappt.

In einer ruhigen Viertelstunde kann man mal den Empfänger auf die Frequenz 144.960 stellen, die Antenne in Richtung Norden beamen und mit etwas Geduld lauschen. Wenn Sie dann aus dem Empfängerrauschen ein Ping oder gar Burst hören, so war das eine Reflexion an einer soeben über den Himmel dahinziehenden Sternschnuppe der schwedischen Aurora - Bake SK4MPI in JP70NJ.
Normalerweise hört man in einer Viertelstunde 2 bis 4 Reflexionen. Während der großen Meteoritenschauer erhöht sich diese Zahl auf ein Vielfaches.

Ich hoffe, daß ich Ihnen ein neues Interessengebiet aus dem Bereich des Amateurfunks erschlossen habe.

Viel Spaß und Erfolg !

Dieter
DF1SO

Literatur- und Quellenverzeichnis zur Vertiefung :

Damboldt, DJ5DT : " Meteor - Scatter : Theorie und Praxis "
UKW - Berichte, Heft 1 1974 S. 2 - 11

Dierking, H.-J DJ6CA : " METEOR - Scatter - Verbindungen im 2-m-Band "
UKW - Berichte 13 (1973), s. 164 - 168

Pasteur, P. " Meteorscatter - Verbindungen auf 144 MHZ"
CQ - DL Heft 4 1980 S. 194

Pasteur, P. HB9QQ :"VHF UHF Funkverfahren und Betriebstechnik " Seiten 121 - 162
Aerolit - Verlag, Hans G. Auer CH - 8053 Zürich

UKW - Handbuch S. 186 - 190
Herausgegeben vom Redaktionsteam im UKW - Referat des DARC 1984/85

FUNK spezial 16 : Amateurfunk 1991/92 : Eckart Moltrecht, DJ4UF →

" Meteor - Scatter : Funken über Sternschnuppen ?" S. 68 - 74
Verlag für Technik und Handwerk GmbH, Fremersbergstr.1
7570 Baden - Baden

Mischlewski, Bernd DF2ZC: " Meteorscatter - Überreichweiten durch Reflexion von UKW - Funkwellen an Meteoritenbahnen "

Funk 2 / 90 s. 23 - 25 und Funk 3 / 90 s.24 - 25 (Fortsetzung)
Verlag für Technik und Handwerk s.oben !

" Das Himmelsjahr " Sonne, Mond und Sterne im Jahreslauf
von Hans - Ulrich Keller (Astronomisches Jahrbuch)
Franckh - Kosmos Verlags - GmbH & Co., Stuttgart

" Meteorite - Bomben aus dem All "
GEO - Heft Nr 12 / 1991 S. 16 - 44
Verlag Gruner und Jahr AG & Co , Am Baumwall 11 2000 Hamburg 11

"Himmlische Geschosse"
Kosmos - Heft 12 / 1991 S. 48 - 52
Deutsche Verlags - Anstalt GmbH, Neckarstr. 121, 7000 Stuttgart 1

" dtv - Atlas zur Astronomie Tafeln, Texte und Sternatlas "
von Joachim Herrmann
Deutscher Taschenbuch Verlag, München

Drehbare Kosmos - Sternkarte
Franckh'sche Verlagshandlung, W. Keller & CO., Stuttgart



Gesundheitsrisiken durch Hochfrequenzstrahlung

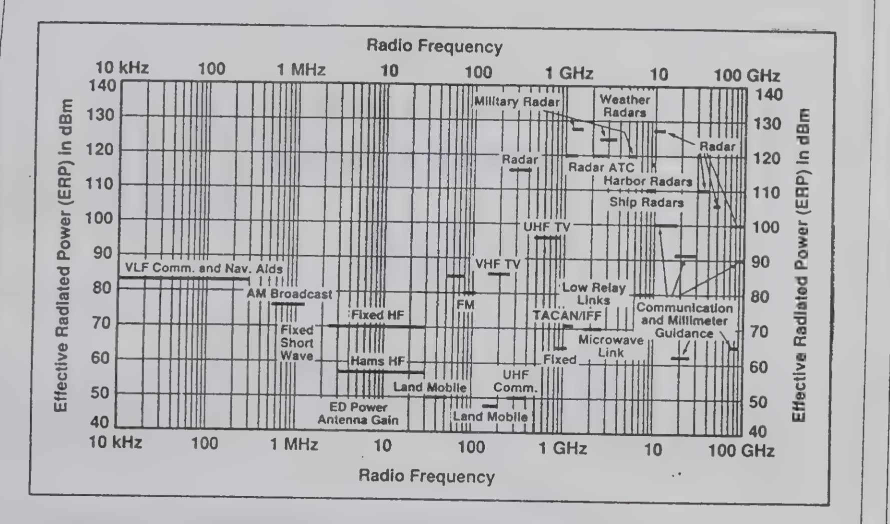
ein anderer Aspekt der elektromagnetischen Verträglichkeit

von

Piotr Swiatek,
DH0 KPS, ex SP6 MLD

- Quellen von EM- Strahlung
- Feldstärken unter Nah- und Fern-feldbedingungen
- Wechselwirkung der lebendiger mit EM- Wellen
- SAR, Erwärmung des Körpers - Ansätze für die Feldgrenzwerte
- Schwiergkeiten bei der Bestim - mung der Lokalfelder
- Gibt es nichtthermische ("bio - logische") Effekte ?
- Aktuelle Grenzwerte verschiedener Organisationen
- Das Neuste aus der Medizin
- Das Neuste aus der Meßtechnik und Computersimulation
- Politische und marktbedingte Faktoren

Quellen von nichtionisirenden elektromagnetischen Strahlungen



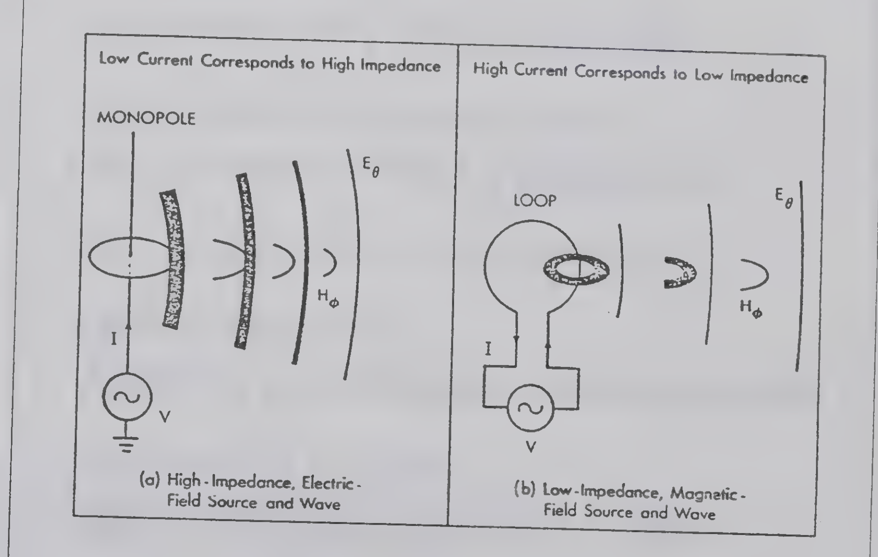
EMC Tech.10(1991)25

Die Anzahl von Quellen nimmt ständig zu.

Neue Entwicklungen:

Radarsysteme für KFZ und Bahn
Datenfernübertragung
Mobilfunk
Digitalrundfunk

Berechnung von Feldstärken



Grenze zwischen Nah- und Fernfeldzone

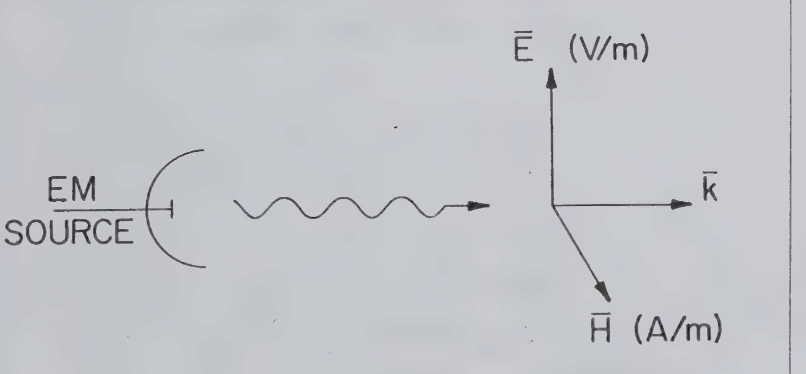
$$d = \frac{2 \cdot D^2}{\lambda}$$

D - Öffnung der Antenne, bei Monopolen die doppelte Länge

z.B. 20 m Vertikal

$$d = 40 \text{ m}$$

Leistungdichte und Feldstärken im freien Raum für Fernfeldbedingungen

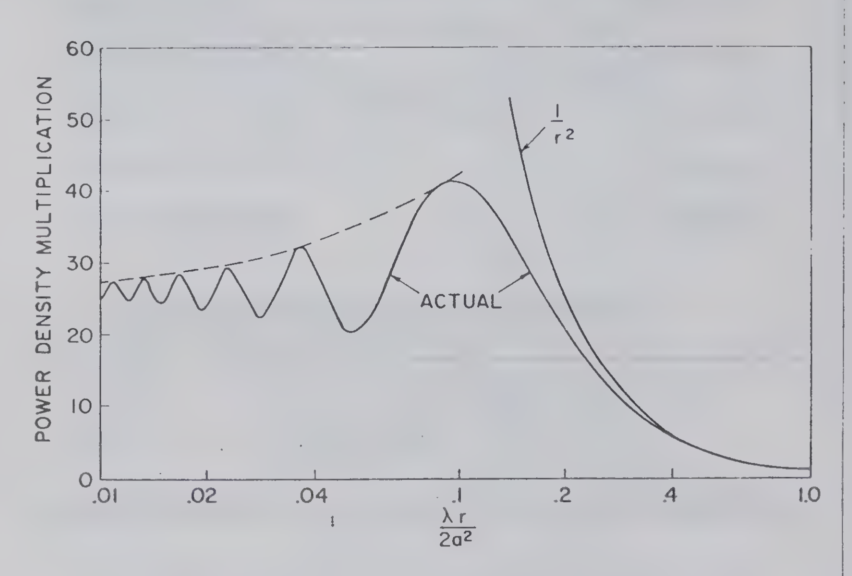


$$S = \frac{E^2}{1200\pi}\ \mathrm{mW/cm^2}$$

$$E/H = 120\pi\,\Omega = 377\,\Omega$$

S			$\lvert\bar{E}\rvert$	$\lvert\bar{H}\rvert$
W/m²	mW/cm²	µW/cm²	V/m	A/m
0,01	0,001	1	1,9	0,0052
0,1	0,01	10	6,1	0,016
1	0,1	100	19	0,052
10	1	1 000	61	0,16
100	10	10 000	190	0,52
1 000*)	100	10^5	610	1,6
10 000	1 000	10^6	1 900	5,2

Leistungsdichte in der Fernfeldzone



Relative power density vs. distance along the axis of an aperture antenna. (r) The distance from the antenna; (a) the diameter of the antenna; (λ) the wavelength. (From Microwave Engineering Handbook, Horizon House.)

$$E = c \cdot \frac{\sqrt{P\,G}}{d}$$

c = vom Antennengewinn abhängiger Faktor
P = Strahlungsleistung nach DIN
G = Antennengewinn nach DIN
d = Entfernung

$$E = z_0 H \quad S = E \cdot H$$

Typische Expositionswerte durch E-M Felder

Quelle	Frequenz	Exposition	Grenzwerte (berufliche Exposition)	Bemerkungen
Induktive Erwärmung	50 Hz-100 MHz	1-6 mT 25 mT	DIN (1984): 0,4-5 mT	Leistungen bis mehrere MW Hände
Induktives Löten	2 kHz-2,5 MHz	bis 1000 V/m	DIN (1984): 1500 V/m IRPA (1988): 614 V/m	
Dielektrische Erwärmung	27,12 MHz	bis 1000 V/m ≅ 2700 W/m^2 bis 0,9 A/m ≅ 300 W/m^2	DIN (1984): 100 V/m 0,25 A/m 25 W/m^2 IRPA (1988): 61 V/m 0,16 A/m 10 W/m^2	Leistungen bis 200 kW
Nachrichten-übertragung	LW- und MW-Sender Sendergeneratoren	bis 1000 V/m ≅ 2700 W/m^2 bis 5 A/m ≅ 10000 W/m^2 bis 2000 W/m^2	DIN (1984): 100 V/m 0,25 A/m 25 W/m^2 IRPA (1988): 61 V/m 0,16 A/m 10 W/m^2	Unmittelbar an Antenne bzw. Generator

Für einen biologischen Körper gibt es keine einfache Beziehung zwischen dem äußeren Feld und dem inneren Feld im Körper

Als Lösung beschreibt man die Aufnahme elektromagnetischer Leistung von biologischem Gewebe durch die

SPEZIFISCHE ABSORPTIONSRATE

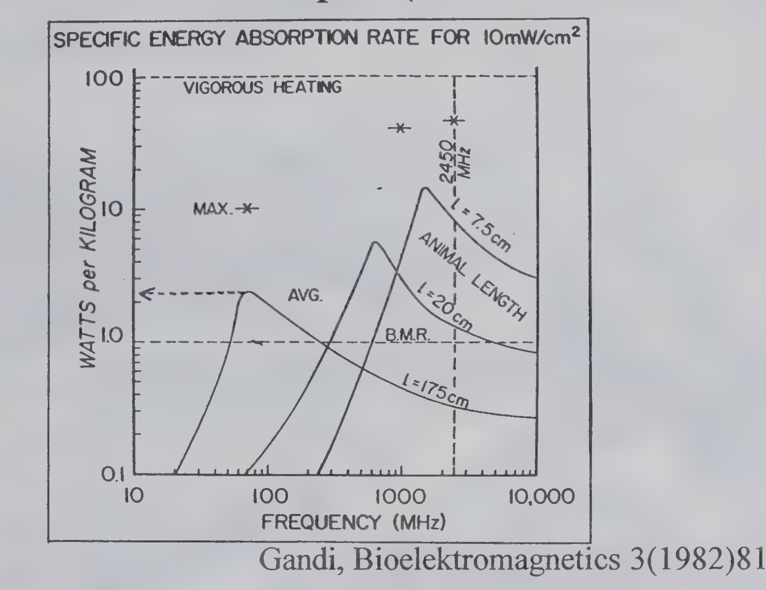
SAR

angegeben in Watt pro Kilogramm
W / kg

Energieumsatz bei Menschen

Grundumsatz	80 W
Radfahren, 10 km/h	280 W
Gehen (ebener, glatter Weg)	300 W
Fussballspielen	1000 W
Eishockey	2000 W

Absorbierte spez. Leistung für verschiedene Körper (Mensch, Tiere)



Gandi, Bioelektromagnetics 3(1982)81

Bei Leistungdichte 10 mW/ cm^2 und einer völligen Absorption beträgt SAR ca. 2,5 W/kg
Bei 80 kg Körpergewicht bedeutet das ca. 200 W Leistungsaufnahme.
(Etwaige Energieproduktion beim Radfahren)

Nach VDE 0848/2 im Frequenzbereich
1 MHz bis 300 GHz sind zulässig

für den ganzen Körper	0.4 W/kg
lokal, über 100 g Gewebe	10 W/kg

Weinheim, '92 P. Swiatek, Köln

Mechanismen der Wechselwirkung

- Polarisation gebundener Ladungen
- Orientierung permanenter Dipole
- Verschiebung freier Ladungsträger

ohne Feld mit Feld ohne Feld mit Feld

E E

Elektronische Polarisation Orientierungs-Polarisation

Atomare Polarisation Raumladungs-Polarisation

Wichtigste Mechanismen der Wechselwirkung elektrischer Felder mit biologischer Materie auf atomarer und molekularer Ebene [IRPA 88a]

Hypotetische Mechanismen

- cyclotron Resonanz
- Blut - Liquor - Schranke

- teratogene Wirkung
- genetische Wirkung

Weinheim, '92 P. Swiatek, Köln

Biologische Effekte von hochfrequenten E-M Feldern

KATARAKTBILDUNG

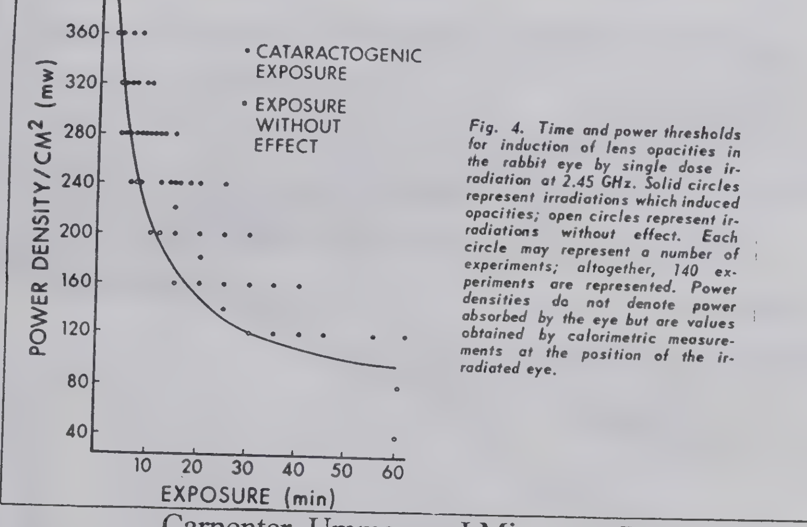


Fig. 4. Time and power thresholds for induction of lens opacities in the rabbit eye by single dose irradiation at 2.45 GHz. Solid circles represent irradiations which induced opacities; open circles represent irradiations without effect. Each circle may represent a number of experiments; altogether, 140 experiments are represented. Power densities do not denote power absorbed by the eye but are values obtained by calorimetric measurements at the position of the irradiated eye.

Carpenter, Ummersen J.Mirowave Power 3(1968)3

A Comparison of Threshold Values for Microwave Cataractogenesis to Occur After a 30-Min Exposure at 2.45 GHz

Exposure condition	Power density (mW/cm²)	Source of information
Free field	246	Carpenter [1982] (private communications)
	260	Kramar et al [1978] approximated
Dielectric lens (2-cm focal spot)	295 (275—8% opacities) (295—67% opacities)	Carpenter et al [1975]
Waveguide	285	This report

Forster et al, Bioelectromag.7(1986)129

Beschädigung von Hornhaut

1985 festgestellt von Kues et al bei 2,4 GHz ES sind nur 10-15 % Energie nötig (bezogen auf die thermische Beschädigung bei Kataraktbildung) um irreversible Schäden zu Verursachen

1990 Takeo Yoshino zeigt Resultate von Amemiya bei 915 MHz (EMC Symp. Wroclaw 1990)

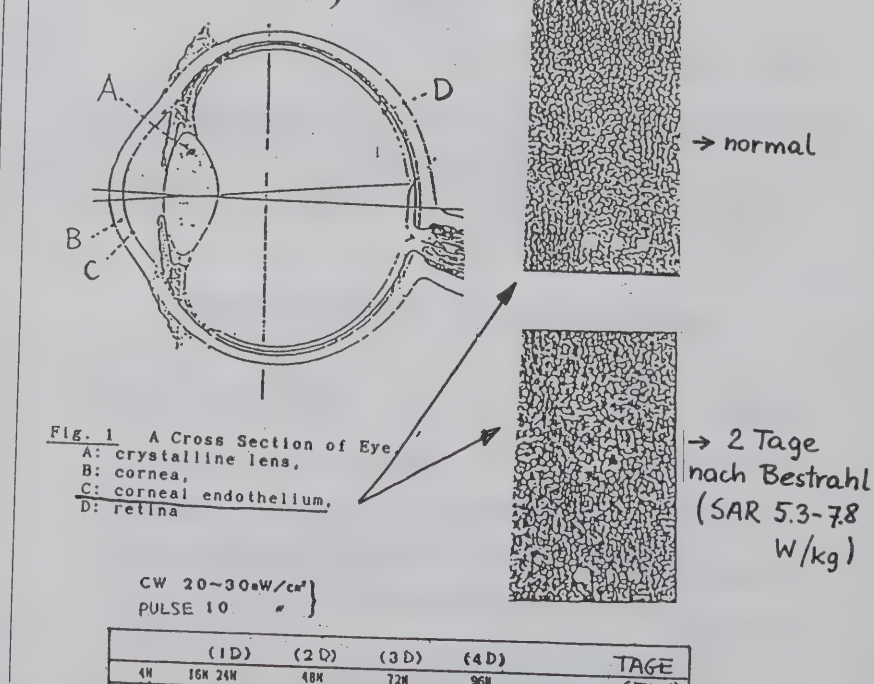
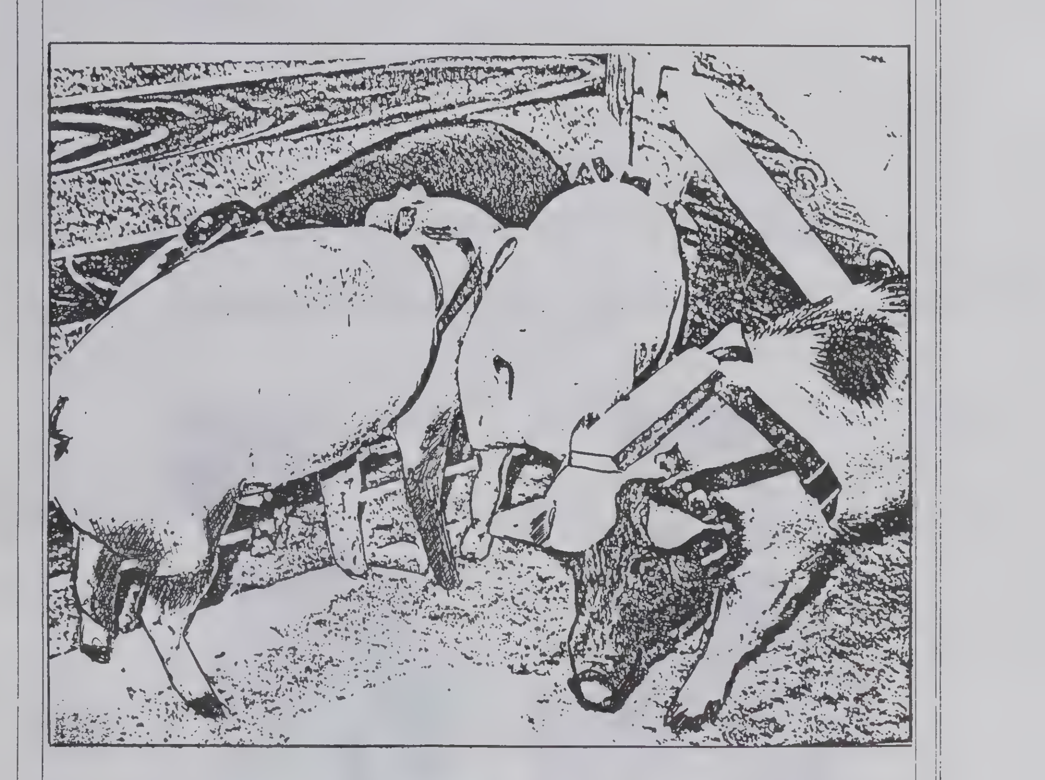


Fig. 1 A Cross Section of Eye
A: crystalline lens,
B: cornea,
C: corneal endothelium,
D: retina

Verhaltensstudie

Univ. of Miami, 3 Monate mit 450 MHz bei 5 W
8 Stunden pro Tag

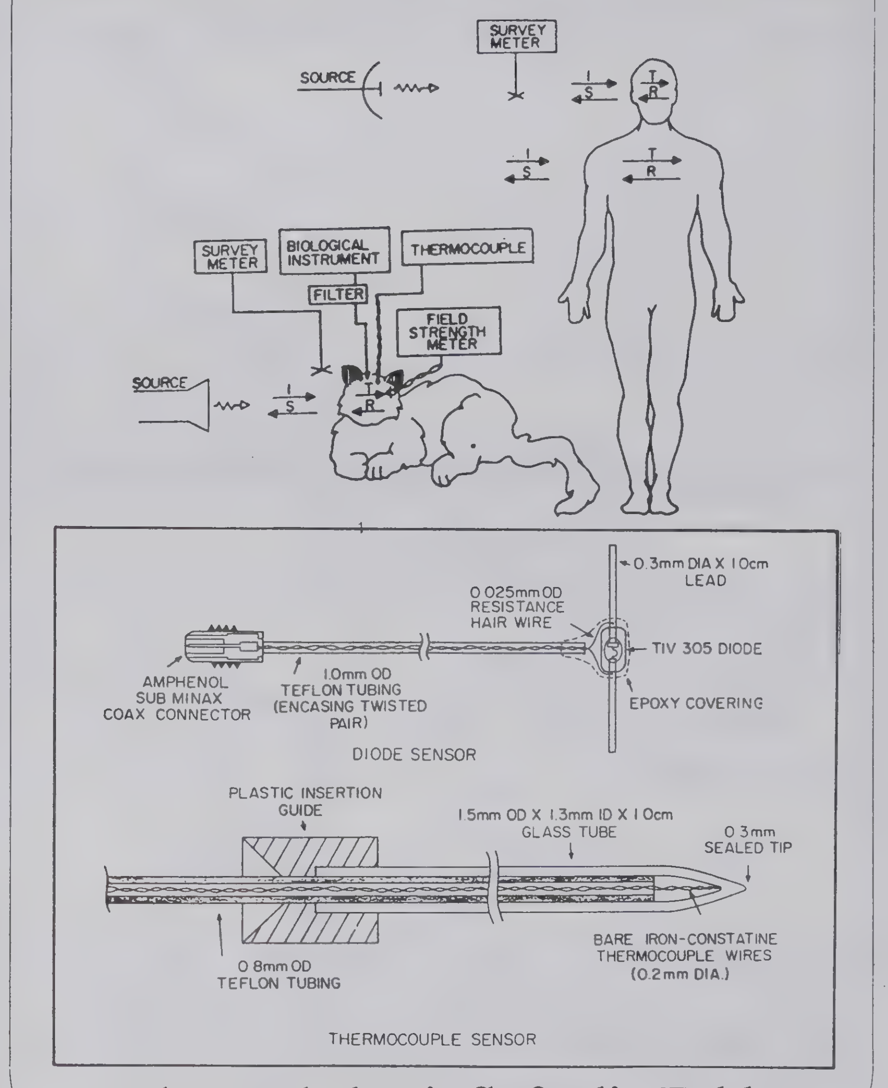


keine pathologischen Veränderungen im Gehirn

Balzano, Motorola Report

Weinheim, '92 P. Swiatek, Köln

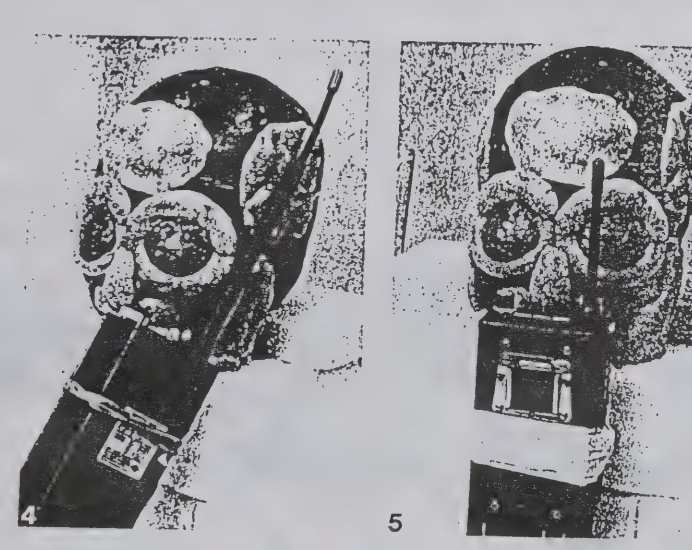
Experimente zur Bestimmung der Feldstärke innerhalb lebender Gewebe



'Jede sonde beeinflußt die Felder

Weinheim, '92 P. Swiatek, Köln

Untersuchungen an UHF-Geräten und Modellgewebe



Meßanordnung mit Kopfmodellen

Radio "X" 850 - 860 MHz, P = 1,0 W
Radio "Y" 810 - 820 MHz, P = 1,8 W

$$SAR\ (W/kg) = \frac{\sigma}{\varrho} E^2$$

$\sigma = \left[\frac{S}{m}\right]$

$\varrho = \left[\frac{kg}{m}\right]$

Cleveland & Athley, Bioelectromagnetics (1989)

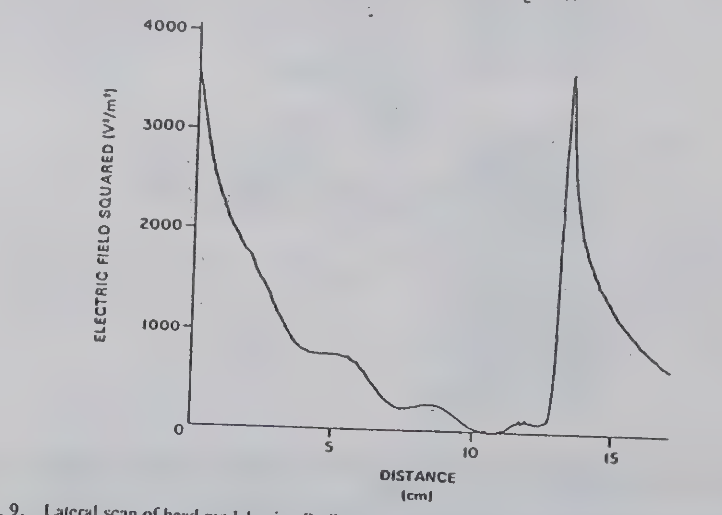


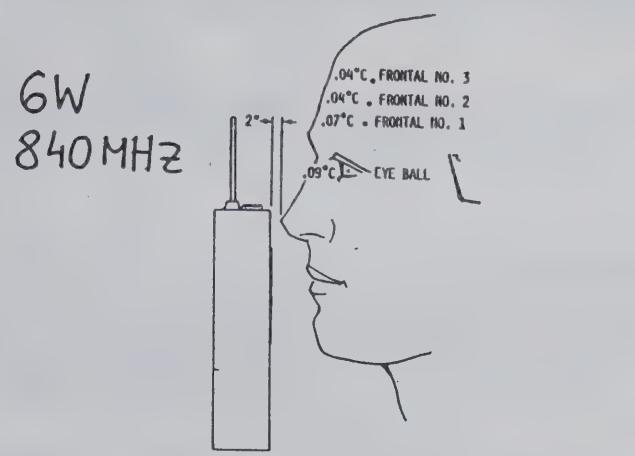
Fig. 8. Transverse scan of head model using Radio Y (1/4-wave antenna) positioned vertically in front of head with speaker flush against mouth. Other conditions as for Figure 7.

ELECTRIC FIELD SQUARED (V²/m²)
4000
3000
2000
1000
0
5
10
15
DISTANCE (cm)

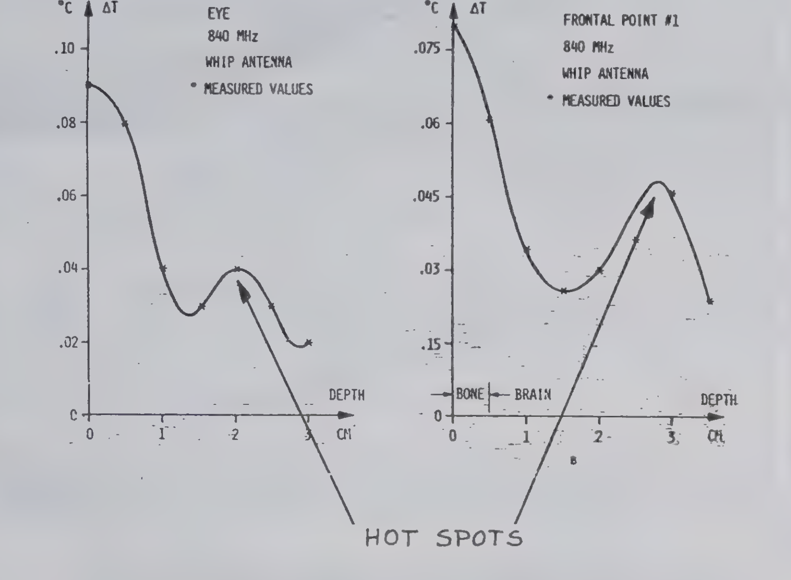
Fig. 9. Lateral scan of head model using Radio X tilted to the side of the head with antenna feed-point 1–2 cm from head.

Gefahr von " HOT SPOTS"



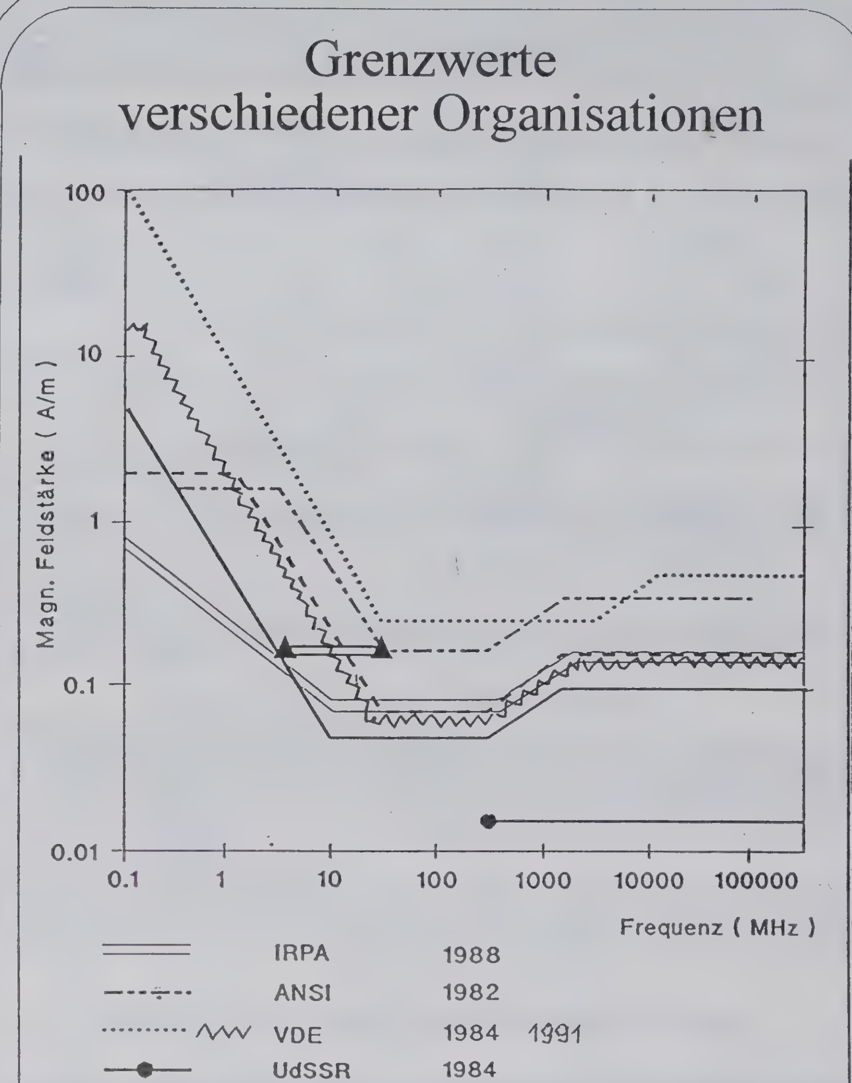


Temperature profile.



Balzano et al, IEEE Trans. Veh. Tech., VT-27(1978)174

Grenzwerte verschiedener Organisationen



Krause, Strahlenschutztagung, 1991

Grenzwerte verschiedener Organisationen

Krause, Strahlenschutztagung, 1991

BfS Bundesamt für Strahlenschutz
Infoblatt 3/91

Gesundheitsrisiken durch moderne Mobilfunkkommunikation?

Neben dem Ausbau der konventionellen Nachrichtendienste (Rundfunk, Fernsehen) befindet sich derzeit vor allem die Mobilfunkkommunikation in einer stürmischen Entwicklung. Zusätzlich zum nationalen C-Funknetz hat die europaweite Einführung eines digitalen D-Mobilfunknetzes und eines flächendeckenden Systems von dafür erforderlichen Versorgungsstationen begonnen. Es sind Befürchtungen laut geworden, daß die zunehmende Immission von Hochfrequenzstrahlung zu Gesundheitsrisiken führen könnte.

Das Bundesamt für Strahlenschutz hat sich mit möglichen gesundheitlichen Auswirkungen der modernen Mobilfunktechnologie befaßt. In einem Fachgespräch mit Betreibern von Mobilfunknetzen, Herstellern von Mobilfunkgeräten, Vertretern des Bundesumweltministeriums, des Bundesministeriums für Post und Telekommunikation, Mitgliedern des Ausschusses "Nichtionisierende Strahlen" der Strahlenschutzkommission, sowie nationaler und internationaler Normungsgremien (DIN, CENELEC) und Vertretern des Europäischen Telekom-Standardisierungs-Instituts (ETSI) wurde darüber beraten, wie mögliche gesundheitliche Risiken vermieden werden können.

Funkdienste und Geräte

Die wichtigsten derzeitigen und zukünftigen Mobilfunkdienste arbeiten mit unterschiedlichen Frequenzen und Geräteleistungen:

Funkdienst	Frequenz	Leistung	System
Autotelefon	um 450 MHz	Geräteklassen: < 25 W 5 W bis 8 W < 1 W	C-Netz
	890 MHz bis 960 MHz	< 20 W eingebaut < 8 W portabel < 2 W Handgerät	D-Netz
Schnurloses Telefon	800 MHz bis 1 GHz	typisch 10 mW	CT1, CT2, CT3
	1,88 GHz bis 1,96 GHz	typisch 10 mW	DECT
Personenruf		Empfangsgeräte	Eurosignal, Cityruf, PEP, ERMES
Bündelfunk	410 MHz bis 430 MHz	typisch < 1 W	CHEKKER
Betriebsfunk	verschiedene Frequenzen ab etwa 30 MHz	Leistungsklassen < 10 W < 1 W	
CB-Funk	um 27 MHz	< 4 W	Frequenz- oder Amplitudenmodulation
Mobile Satellitenkommunikation	um 1,6 GHz	typisch 100 W puls, 10 W effektiv	

Die Prognose aller Mobilfunkdienste für die Bundesrepublik Deutschland sieht etwa fünf Millionen Teilnehmer bis zum Jahre 1995 vor. Zum Betrieb der Mobilfunknetze sind eine große Anzahl (C-Netz: 1 500, D-Netz: 3 000) von Versorgungsstationen erforderlich, die mit größeren Leistungen (je nach Art des Netzes zwischen 6 W und 2 kW) betrieben werden.

Bewertung gesundheitlicher Risiken

Für die Abschätzung möglicher gesundheitlicher Risiken müssen die Auswirkungen der von den Mobilfunkgeräten bzw. von den Feststationen abgestrahlten Hochfrequenzstrahlung auf Mensch und Umwelt bewertet werden. Dabei stehen Probleme der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) und Wirkungen aufgrund der vom menschlichen Körper absorbierten Hochfrequenzenergie im Vordergrund.

Probleme der elektromagnetischen Verträglichkeit

EMV-Probleme betreffen Einflüsse der Hochfrequenzstrahlung auf andere Funkdienste, Funktionsbeeinflussungen elektrischer oder elektronischer Systeme in der Nähe der Sender (Datenverarbeitung, Elektronik im Auto, oder Einfluß auf moderne Flugzeugsteuerung) sowie von elektrischen oder elektronischen Implantaten (z.B. Herzschrittmacher). Die EMV-Problematik ist seit einigen Jahren bekannt und wird bereits in der Herstellungsphase berücksichtigt; trotzdem ist in Flugzeugen der Gebrauch von Mobilfunkgeräten verboten. Von europäischen Normungsgremien gemeinsam erarbeitete Prüfvorschriften werden ebenfalls zu einer sicheren Anwendung der Geräte beitragen. Aufgrund der zur Anwendung kommenden Frequenzen und Leistungen kann davon ausgegangen werden, daß eine Beeinflussung von implantierten Herzschrittmachern durch Mobilfunk unwahrscheinlich ist.

Wirkungen aufgrund der vom menschlichen Körper absorbierten Hochfrequenzenergie

Um bei intensiver Hochfrequenzbestrahlung biologische Wirkungen auszulösen (z.B. Wirkungen auf das zentrale Nervensystem, Verhaltensänderungen, Stoffwechselstörungen, grauer Star, unerwünschte Temperaturerhöhungen), müssen bestimmte Schwellenwerte der Energieabsorption überschritten werden. Diese können für verschiedene biologische Wirkungen quantitativ durch die spezifische Energieabsorption (in Joule pro kg Körpermasse), oder die spezifische Absorptionsrate (SAR-Wert in Watt pro kg Körpermasse, W/kg) angegeben werden. Nichtthermische Wirkungen, die von Relevanz für den Gesundheitsschutz sind, konnten bisher bei den hier zur Anwendung kommenden Frequenzen nicht identifiziert werden, jedoch besteht bezüglich niederfrequenter Amplitudenmodulation Forschungsbedarf. In internationalen Expertenkreisen (WHO; IRPA; ANSI) besteht heute Konsens darüber, daß zum Schutz der Bevölkerung eine Begrenzung der Energieabsorption erforderlich ist. Durch eine Begrenzung des zulässigen SAR-Wertes auf 0,08 W/kg gemittelt über den ganzen Körper und über 6-Minuten-Intervalle, kann ein vorbeugender Schutz der gesamten Bevölkerung sowie ein ausreichender Schutz für "kritische" Bevölkerungsgruppen (Personen mit reduzierter Thermoregulation, Kranke, Schwangere) erreicht werden. Dieser Wert, der einen großen Sicherheitsfaktor enthält, ist auch im Entwurf DIN-VDE 0848, Teil 2 "Sicherheit in elektromagnetischen Feldern" vom Januar 1991 neben anderen, für die Praxis erforderlichen Vorgaben, enthalten. Bei der Installation von Feststationen, z.B. auf dem Dach eines Verwaltungsgebäudes, darf dieser Ganzkörper-SAR-Wert von 0,08 W/kg, nicht überschritten werden. Dabei sind evtl. auftretende Hochfrequenzimmissionen aus anderen Quellen mit zu berücksichtigen.

Im Nahbereich der Sendeantenne eines Mobilfunkgerätes treten sehr inhomogene Energieabsorptionen im Körper auf. Die Größe und Verteilung des SAR-Wertes, z.B. im menschlichen Kopf, ist hierbei nicht nur von der Ausgangsleistung und der Frequenz des Gerätes, sondern auch vom Antennentyp, vom Abstand und der Position der Antenne zum Kopf und von der Betriebsart (z.B. die Dauer der Empfangs- und Sprechphasen) abhängig. Es muß gewährleistet sein, daß sich kein Körperteil oder Organ als Folge der Hochfrequenzabsorption um mehr als 0,5 °C bis 1 °C erwärmt. Wegen der fehlenden Blutzirkulation kann das Auge in diesem Fall als kritisches Organ betrachtet werden. Bei einer Begrenzung des Teilkörper-SAR-Wertes auf 100 mW pro 10 g Körpergewebe bleibt auch bei Hochfrequenzbestrahlung unter ungünstigen Bedingungen die Erwärmung überall unter 0,5 °C bis 1 °C.

Für die auf dem Markt befindlichen und zukünftig angebotenen Mobilfunkgeräte muß gewährleistet sein, daß der angegebene Teilkörper-SAR-Wert unter allen möglichen Betriebsbedingungen nicht überschritten wird. Gegebenenfalls sind in den Gebrauchsanleitungen Anweisungen für die richtige Handhabung aufzunehmen. Das BfS erinnert an die Produkthaftung und weist darauf hin, daß die genannten Basisgrenzwerte unter Berücksichtigung der Expositionsbedingungen rechnerisch ermittelt werden können; durch Verwendung von geeigneten Körperphantomen ist auch eine meßtechnische Bestimmung möglich.

In einer groben Abschätzung können Abstände zwischen der Antenne eines Mobilfunkgerätes und einer Person angegeben werden, die eine Gefährdung auch unter ungünstigen Betriebsbedingungen ausschließen. Bis zu einer Ausgangsleistung von etwa 0,5 W ist ein Mindestabstand zur Antenne aus strahlenhygienischer Sicht nicht erforderlich. Er sollte jedoch bei höherer Geräteleistung bis 8 Watt etwa 20 cm bis 50 cm und darüber hinausgehend bei Leistungen bis zu 20 W mindestens 1 m bis 2 m betragen.

Ergebnise epidemiologischer Studien

S. MILHAM, "Silent Keys: leukemia mortality in Amateur Radio operators" Lancet 1(1985)812

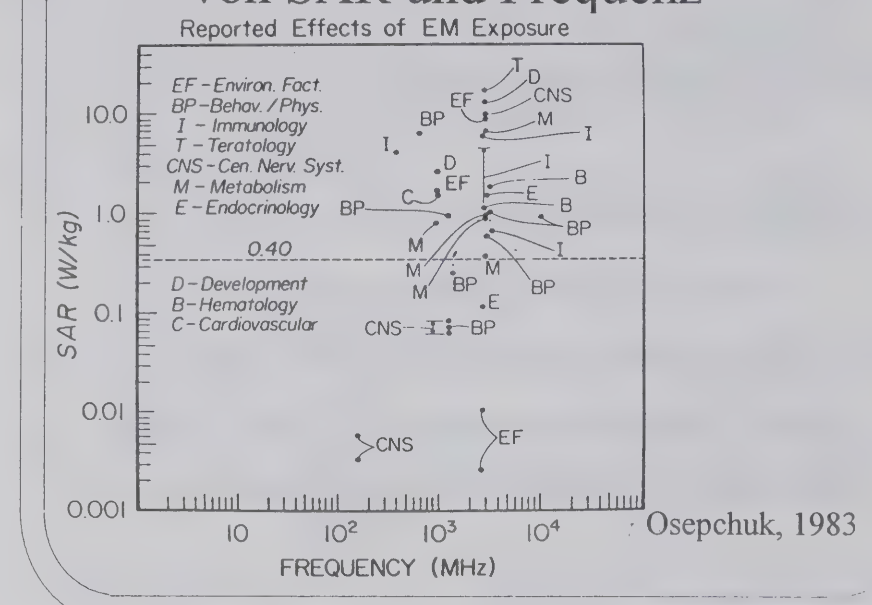
2485 Todesfälle untersucht - erhöte Krebsrate bei "Berufsfunkern"

Einfluß von anderen Faktoren möglich

gut beschrieben in:

I.A. Schulman, QST,Oct 1989,p. 31

Biologische Effekte als Funktion von SAR und Frequenz



Osepchuk, 1983

Unsichtbare Gefahren

Arbeitsmediziner warnen: Funktelefone, Halogenlampen und Bildschirme erhöhen das Gesundheitsrisiko von Büroarbeitern

Krank durch neue Kommunikationstechnik?

Elektro-Smog jagt immer mehr Menschen Angst ein

Montage: DZ

Total unter Spannung

Die moderne Mobilfunktechnik heizt den Streit um eine Gefährdung durch Elektrosmog an / Von Gunhild Lütge

"Die derzeit vorhandene Literatur über biologische wirkungen von elektromagnetischen Feldern ist zu kontrovers um zu einer ein - heitlichen und gesicherten Aussage zu kommen"

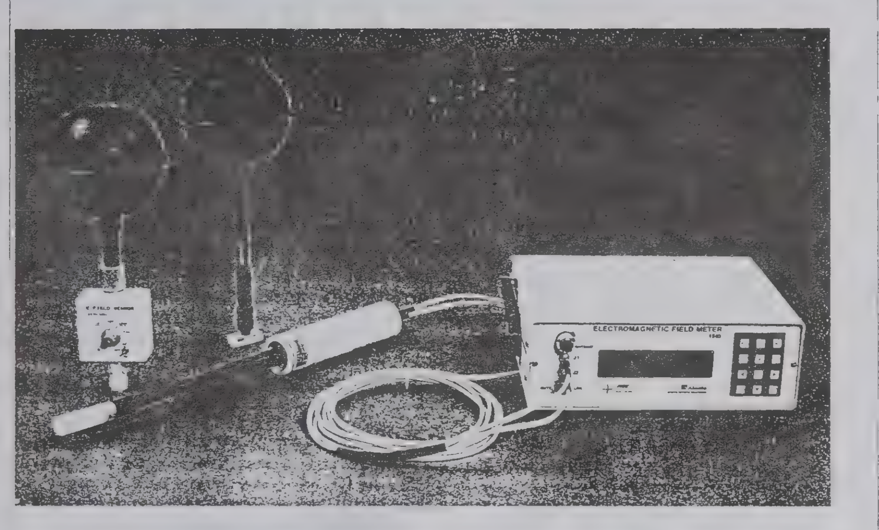
Seibersdorfer Studie, 1988

Was kann man dann realistisch tun ?

- neue Möglichkeiten der Computersimulation
- weiter forschen (analogie zu der Kern - energie in den `50)
- ALARA: As Low As Reasonably Achievable (Dosis)



Neue Feldstärkemeßsysteme



Anwendung:

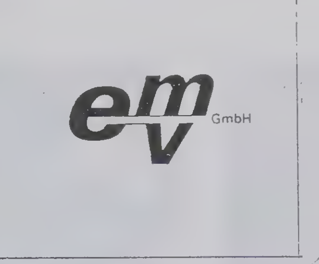
Bewertung von:
- Sendeantenne und Feldstärkendiagramm
- Sendeantennen-Abstimmung auf maximale Abstrahlung

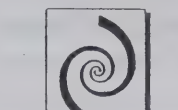
Messung von:

- Feldstärke bei EMV-Tests (MIL-STD-461/462, HERO, VG und andere Militär- und Industrie-Normen)
- Strahlungsrisiko im Nah- und Fernfeld

Überwachung von:

- Elektromagnetischen Umweltbedingungen
- E-Feld von Hochspannungsleitungen
- Hochfrequenzfeldern von Industriegeräten
- Sprechfunksendern und Rundfunksendern
- Medizinischen Geräten
- Gefährlichen Umweltbedingungen





LOG.PER. RADIOMETRIE GMBH
Neugartenstraße 83 - 8210 PRIEN
Telefon (08051) 62964
Telefax (08051) 63150

15.9.91

NAPTEX

STOFF ZUM SCHUTZ GEGEN ELEKTROMAGNETISCHE STRAHLUNG

IN ZUSAMMENARBEIT MIT DER TU-MÜNCHEN WURDE EIN BAUMWOLLSTOFF MIT DEM NAMEN **NAPTEX** ENTWICKELT, WELCHER el.-magn. STRAHLEN ABSCHIRMT. DAS ANGENEHM ANZUFASSENDE GEWEBE BESTEHT AUS EINEM FADEN, DER AUS 70% BAUMWOLLE, 26% POLYESTER UND 4% NIROSTA-STAHLFASERN GESPONNEN WURDE. DER STOFF BIETET ABSCHIRMWERTE VON ÜBER 20 dB IM FREQUENZ-BEREICH <100 KHz BIS >40 GHz. DAS GEWEBE SCHIRMT SOMIT MEHR ALS HUNDERTFACH DIE AUF PERSONEN UND GERÄTE EINWIRKENDEN HOCHFREQUENZ-PULS- UND MIKROWELLENSIGNALE AB. DAS WIE NORMALES BAUMWOLLGEWEBE ZU BEHANDELNDE UND WASCHBARE MATERIAL KANN IN ABSCHIRMENDE ARBEITSMÄNTEL, OVERALLS, ANORAKS, T-SHIRTS, HEMDEN, VORHÄNGE, TAPETEN ETC. VERARBEITET WERDEN.
ES SCHÜTZT DEN TRÄGER WIE EIN FARADAY'SCHER KÄFIG VOR ELEKTROMAGNETISCHER STRAHLUNG, DIE VON HOCHLEISTUNGSSENDERN, MIKROWELLENTROCKUNGSANLAGEN, ELEKTRO-MAGNETISCHER AUFLADUNG, ELEKTROMAGNETISCHEN PULSEN usw. AUSGEHT. BESONDERS FÜR ELEKTRO-SENSIBLE, DIE SCHON BEI SCHWACHEN FELDER PROBLEME SPÜREN, IST EINE ABSCHIRMUNG WICHTIG.
DA DAS MATERIAL ELEKTRISCH LEITEND IST, EIGNET ES SICH IDEAL ZUR ABSCHIRMUNG VON PERSONEN, DIE C-MOS BAUTEILE HANDHABEN, IN EMV-KABINEN ARBEITEN, HERZSCHRITTMACHER TRAGEN, AN COMPUTERSYSTEMEN, MEDIZINISCHEN DIATHERMIEGERÄTEN, RADAR-, MIKROWELLEN-, RICHTFUNK- UND HOCHLEISTUNGSSENDERN ARBEITEN. KURZUM ÜBERALL DORT WO HF- UND PULSSIGNALE WIRKUNGSVOLL ABZUSCHIRMEN UND PERSONEN SOWIE GERÄTE VOR UNSICHTBAREN STRAHLEN ZU SCHÜTZEN SIND. ZUR ERZIELUNG VON HOHEN ABSCHIRMWERTEN KANN DAS MATERIAL DOPPELT ODER DREIFACH IN MEHREREN SCHICHTEN ANGEWENDET WERDEN. ELEKTRISCHE FELDER HOHER FELDSTÄRKE VERURSACHEN IN EINEM MENSCHLICHEN KÖRPER LEITUNGS-STRÖME, DIE ÜBER DIE AM BESTEN LEITFÄHIGEN WEGE DES KÖRPERS IN FELDRICHTUNG DEN KÖRPER DURCHQUEREN. DIESE ELEKTRISCHEN FELDER KÖNNEN DURCH DEN **NAPTEX** ABSCHIRMSTOFF ABGESCHIRMT WERDEN.

DIE WIRKUNG ELEKTROMAGNETISCHER STRAHLUNG AUF EIN BIOLOGISCHES SYSTEM (MENSCHLICHER KÖRPER) TRITT INDIVIDUELL VERSCHIEDEN AUF. ES KÖNNEN SICH U.A. FOLGENDE WIRKUNGEN ZEIGEN:

ERHÖHTER BLUTDRUCK	ERHÖHTE ERREGBARKEIT
SCHWINDELERSCHEINUNGEN	AUGENFLIMMERN, KRAFTLOSIGKEIT
BRECHREIZ, SCHLAFLOSIGKEIT	ÄNDERUNG DES EKG'S UND EEG'S
ÄNDERUNG VON BLUT- UND LYMPHZELLEN.	

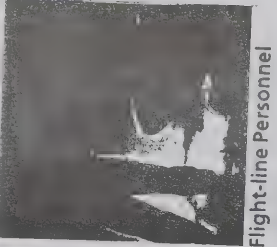
SCHUTZBEKLEIDUNG AUS ABSCHIRMGEWEBE IST EIN MUß FÜR DIE SICHERHEIT UND DAS WOHLBEFINDEN VON PERSONEN, DIE SICH IN UNSICHTBAREN HOCH-FREQUENZFELDERN AUFHALTEN.

		PM-20	PM-30
LIEFERBAR: Stoff unkonfekt.(BREITE 1,50 m)	DM	49,93/qm	91,20/qm
konfektioniert	DM	68,04/qm	97,70/qm

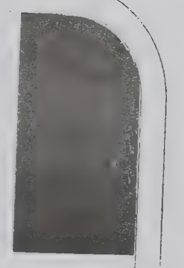
Mindestabnahme bei Stoff 1,5m x 2,5m = 3,75 qm, sonst 15% Zuschlag!

POLO-HEMD	DM 114,00
ARBEITKITTEL	DM 148,20
OVERALL	DM 291,84

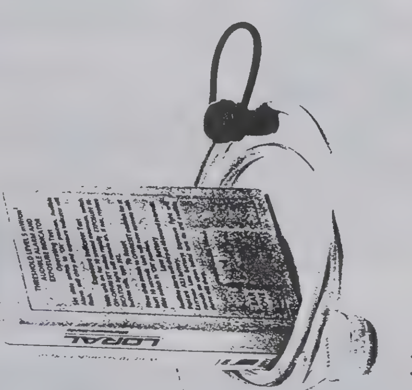
alle Preise incl. 14% Mwst. PM-20 hellblau o. hellgrau, PM-30 oliv zzgl. Versand-, Verpackungs- und Versicherungskosten DM 11,40

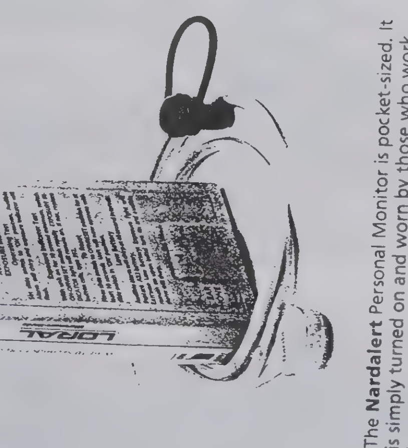


Tower Maintenance



Flight-line Personnel





Nardalert
Model 8840B

FEATURES

- Broadband 2-18 GHz
- Audible and Visual Alarm
- Unique "Wearable Design"
- Fail-safe
- 1 mW/cm² and 5 mW/cm² Versions Available

SPECIFICATIONS

Frequency Sensitivity 2.0-18 GHz	±1.5 dB
Half Power Beam Width	>120° (Vertical & Horizontal)
Alarm Threshold	5 mW/cm² (8840B-01: 1mW/cm²)
Temperature Range	-10° to +55° C
Ellipse Ratio	±.75 dB
True RMS Sensor	Independent of Polarization
Battery Sensitivity	<10% @7.5V Cutoff
Batteries	12V Alkaline, (Type 23) 1.5V Alkaline, (Type 392)
Size	3 ¾" x 2 ⅜" x 1"
Accessory Supplied	Ear plug (for high noise environments)

Alarm Operation

	Audible	Visual
Turn on Test	1 sec. burst	LED Flash
Alarm	Continuous 1 sec. bursts, rep. rate increasing with	LED On

The **Nardalert** Personal Monitor is pocket-sized. It is simply turned on and worn by those who work in a potentially hazardous area.

It's unobtrusive. No cumbersome equipment. No interruption of the job at hand. Just a revolutionary safety device that accurately detects RF radiation and sends out its warning the moment workers move into the danger zone.

The unit will beep, the LED will flash—simultaneously—indicating a need to leave the area promptly.

The **Nardalert** Personal Monitor employs built-in-test (BIT) circuitry that verifies operation of the complete system each time it is turned on and includes a low battery warning when replacement is required.

Probleme mit gültigen Normen

Computersimulationen von Kuster und Balzano zeigen, daß schon Geräte mit geringer Leistung in der Lage sind zu einer Ėnerieabsorption zu führen, die höher ist als vorgeschrieben.

z. B. eine lambda-halbe Antenne mit 7 W Leistung bei 1.5 GHz induziert bei 25 mm Distanz, in der

Muskelgewebe	32 mW/g
Hirngewebe	24 mW/g
Augengewebe	26 mW/g
ERLAUBT SIND max.	2 mW/g

entscheidend dabei ist der Antennenstrom und nicht so die Leistung !!

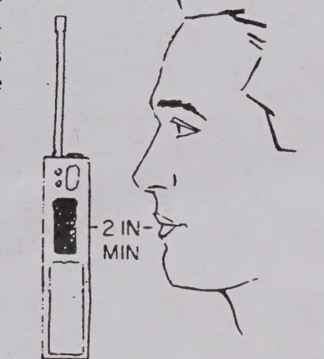
Probleme mit "passiven Strahler"

N.Kuster, Q.Balzano subb. IEEE Trans. Veh. Tech.
C.Hafner, N.Kuster, Radio Science, 26(1991)291
N. Kuster, Strahlenschutztagung, 1991

SAFETY INFORMATION

The United States Department of Labor, through the provisions of the Occupational Safety and Health Act of 1970 (OSHA), has established an electromagnetic radiation safety standard which applies to this equipment. Normal use of this radio will result in exposures far below the OSHA limit. There are no reported incidents of physical damage resulting from the use of this type of radio. However, the following precautions are recommended:

DO NOT hold the radio such that the antenna is very close to, or touching, exposed parts of the body, especially the face or eyes, while transmitting. The radio will perform best if the microphone is two or three inches away from the lips and the radio is vertical. This position will produce exposures well under the safety standard.



DO NOT hold the transmit (PTT) switch on when not actually desiring to transmit.

DO NOT allow children to play with any radio equipment containing a transmitter.

DO NOT operate a portable transmitter near unshielded electrical blasting caps or in an explosive atmosphere unless it is a type especially qualified for such use.

MOTOROLA
COMMUNICATIONS DIVISION
8000 W. Sunrise Blvd.
Ft. Lauderdale, FL 33322

Printed in U.S.A. (UP)

Ⓜ Motorola, Handie-Talkie and Private-Line are registered trademarks of Motorola, Inc.

68P81007C55-C

FIG. 28 SAFETY LABEL OF PORTABLES

L I T E R A T U R

Handbücher

1. J.M. Osepchuk, ed.,"Biological Effects of Electromagnetical Radiation", IEEE Press, New York 1984
2. Ch. Polk, E. Postow, ed., "Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields", CRC Press, Boca Raton, Florida 1986

Zeitschriften

3. "Bioelectromagnetics", Willey-Liss (USA)
4. "IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility", IEEE Press (USA)

in der deutschen Sprache

5. E. Bonek et al, " Die Kontrolle allfälliger Beeinträchtigungen der Gesundheit von Menschen durch nichtionisirende elektromag - netische Strahlungen bzw. Wechselfelder sowie durch statische oder aperiodische elektrische oder magnetische Felder", Teil II "Hochfrequenz- und Mikrowellenfelder im Frequenzbereich 10 kHz-3000 GHz", Forschungsauftrag des Bundesministeriums für Gesundheit und Umweltschutz, Februar 1988

6. N. Leitgeb, "Strahlen, Wellen, Felder - Ursachen und Auswirkungen auf Umwelt und Gesundheit", Verlag Thieme 1990
   == SEHR EMPFEHLENSWERT ==

7. Veröffentlichungen der Strahlenschutzkommision, Hrsg.: Bundes - minister für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit, Gustav Fisher Verlag



